



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MIKROVLNNÉ MODULÁTORY NA BÁZI SIXPORTŮ

MICROWAVE MODULATORS BASED ON SIXPORTS

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Martin Dušek

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

BRNO 2017

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou modulátorů, řešených pomocí mikrovlnných šestibranů. V úvodu jsou rozebrány dosavadní řešení šestibranů jako modulátorů, jejich přenosové funkce a technologie SIW.

Návrhová část obsahuje vývojový šestibran, založený na technologii vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW), u které je prezentován vývoj struktury krok po kroku a také šestibran navržený pomocí mikropáskových struktur. Návrhy šestibranů a variabilních zátěží jsou změřeny, výsledky jsou diskutovány a porovnávány s očekávanými v dalších kapitolách.

Druhá část práce se zabývá vlivy jednotlivých parametrů na výsledný přenos odvozením funkcí pro přenos, které berou v úvahu více než jeden odraz ve struktuře. Výsledky výpočtů jsou porovnány s experimentálními měřeními pro pevné zátěže. Pomocí rozmítání ideálních zátěží byly také vyzkoušeny tvarové modulace. Pro navržené variabilní zátěže byly hledány optimální body pro požadovanou modulaci a diskutovány vhodnosti jednotlivých vybraných aktivních prvků. V poslední kapitole jsou zobrazeny výsledky experimentu s variabilními zátěžemi připojeným k oběma druhům šestibranů.

Klíčová slova

Šestibran, hybridní členy, mikropásková struktura, vlnovod integrovaný do substrátu (SIW), modulace, QAM, 16QAM, 64QAM, stavový diagram, přenosová funkce, zkrácení amplitudy a fáze, předzkreslení, Raised-cosine filtr, PIN dioda, Shottkyho dioda, mikrovlnný tranzistor PHEMT

Abstract

This doctoral thesis is focused on problems of modulators based on six-ports. It begins with description of current state of the art of six-ports used like modulators, their transfer functions and SIW technology.

A design part of this thesis consists from experimental six-port based on substrate integrated waveguide (SIW) technology. There is presented step-by-step development of this six-port using this technology and also there is introduced micro-strip technology based six-port. Final design of six-ports and variable impedances were measured, the results are discussed and compared with expected ones in next chapters.

Second part of this thesis deals with influences of internal parameters of six-ports to final signal transmission and derives theirs transfer functions for more than one reflection in structure. The computation results are compared with experimental measurements for fixed loads. With using of ideal loads sweeps, modulations with shaped input signals were calculated. For designed variables impedances, there was founded the optimal biasing points for demanded IQ diagram and discussed which from tested active circuit is suitable. In the last part there are shown results of experiment with these variable loads connected to both types of designed six-ports.

Keywords

Six-port, Hybrid couplers, Microstrip structures, Substrate Integrated Waveguide (SIW), modulation, QAM, QPSK, 16QAM, 64QAM, State diagram, Transfer function Amplitude and phase distortion, Pre-distortion, Raised-cosine filter, PIN diode, Shottky diode, microwave transistors PHEMT.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma Mikrovlnné modulátory na bázi sixportů jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené disertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této disertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 31. srpna 2017

autor práce

Bibliografická citace

DUŠEK, M. *Mikrovlnné modulátory na bázi sixportů*. Disertační práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2017. 97 stran, 10 příloha.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Poděkování

Děkuji vedoucímu disertační práce doc. Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D., za jeho rady a připomínky, které mi pomohly nasměrovat práci do stávající podoby. Také za jeho povzbuzování „makěj“ a že mě ke konci mého trvání na škole vytáhl od Matlabu a přesměroval mě k VNA dokončit alespoň základní pokusy statickým měřením.

Děkuji také svojí rodině a to nejen za podporu ve studiu. Své ženě Ivče děkuji za trpělivost (zejména v konečné fázi) a mírný nátlak nutící mě k tomu si sednout za PC a práci dokončit. A také mé malé dceři Anetce, že chodila spát (a nechala se uspat) dříve a já mohl po nocích práci dokončit.

Děkuji svým přátelům a bývalým kolegům ze školy (Aleš, Michal, Jit'a, Martin, Milan, Lenka a další se mnou sedící ve stejné kanceláři) za příjemné pracovní prostředí, bez něhož bych na škole nevydržel tak dlouho. Pak také svým chleboďárcům (Aleš, Vojta, Roman, Jura) za zajímavé projekty, díky kterým jsem mohl i profesně povyrůst. Nakonec bych chtěl poděkovat i Jiřímu z mé aktuální práce, který mi u piva promlouval do duše a svými narážkami donutil, abych tuto práci nenechal odpočívat a dokončil ji.

Seznam zkratek

APSK	typ digitální modulační (Amplitude and Phase Shift Keying)
CDM	systém s kódově oddělenými kanály (Code Division Multiplex)
DPS	deska plošných spojů
DAC	převodník digitálního signálu na analogový (Digital Analog Converter)
EQ	ekvalizér – zařízení sloužící pro předzkreslení vstupního signálu procházejícího řetězcem se známým chováním
EVM	Chyba vektoru v IQ diagramu (Error Vector Magnitude)
FDM	systém s kmitočtově oddělenými kanály (Frequency Division Multiplex)
PA	koncový stupeň (power amplifier)
QAM	typ digitální modulační – kvadrurní amplitudová modulační (Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	typ digitální modulační – čtyřstavové fázové klíčování (Quadrature Phase-Shift Keying), totožné s 4QAM
LO	lokální oscilátor (Local Oscillator) – zde slouží jako zdroj modulovaného signálu
SIW	vlnovod integrovaný v substrátu (Substrate Integrated Waveguide)
TDM	systém s časově oddělenými kanály (Time Division Multiplex)
VNA	měřicí přístroj pro měření parametrů vysokofrekvenčních a mikrovlnných obvodů - vektorový analyzátor (Vector Network Analyzer)
WiFi	standard pro bezdrátovou komunikaci IEEE 802.11

Seznam symbolů

c	rychlost světla ve volném prostoru (vakuu)
C	kapacita (udávána ve F)
$/E/$	jednotková matice
Γ	činitel odrazu
Ku	napěťový přenos dvojbranu (vícebranu) mezi vstupem a výstupem
R	ohmický odpor (rezistence, udáván v Ohmech)
$/R/$	matice obsahující koeficienty odrazů pro připojené brány
$/S/$	matice s-parametrů
s_{xy}	s-parametr matice z x -tého řádku a y -tého sloupce
$/T/$	matice t-parametrů
t_{xy}	t-parametr matice z x -tého řádku a y -tého sloupce
\vec{U}	napětí přímé vlny (v komplexní rovině)
\overleftarrow{U}	napětí odražené vlny (v komplexní rovině)
Z	impedance (obecně jako komplexní číslo)

Obsah

1 Úvod	1
1.1 <i>Six-port</i>	2
1.2 <i>Modulace signálu pomocí šestibranu</i>	4
1.3 <i>Technologie SIW – vlnovod integrovaný do substrátu</i>	7
1.4 <i>Předzkreslení IQ dat</i>	8
1.5 <i>Cíle disertace</i>	10
2 Návrh dílčích hardwarových částí šestibranu	11
2.1 <i>Návrh šestibranu na technologii SIW</i>	11
2.2 <i>Návrh šestibranu pomocí mikropáskového vedení</i>	15
2.3 <i>Porovnání návrhů s měřením</i>	24
2.4 <i>Citlivost six-portu na změnu parametrů</i>	27
2.5 <i>Ideový návrh variabilních impedancí</i>	31
2.6 <i>Ideový návrh hardware vysílací části</i>	32
2.7 <i>Závěr</i>	32
3 Hledání přenosové funkce six-portu	34
3.1 <i>Odvození přepočtu s-parametrů pro jednoduchý trojbran</i>	34
3.2 <i>Popis přenosu šestibranu pomocí s-parametrů</i>	38
3.3 <i>Porovnání odvozených rovnic s využitím modelu SIW šestibranu</i>	42
3.4 <i>Experimentální ověření</i>	46
3.5 <i>Závěr</i>	51
4 Výpočet optimálních impedancí a tvarová modulace	52
4.1 <i>Výpočet optimálních impedancí na modulačních portech</i>	52
4.2 <i>Tvarová modulační filtrace s uvažováním six-portu</i>	56
4.3 <i>Závěr</i>	62
5 Návrh zatěžovacích impedancí a experimentální ověření	63
5.1 <i>Proměnné impedance, návrh hardware</i>	63
5.2 <i>Měření impedancí</i>	65
5.2.1 <i>Samostatná měření zátěží</i>	65
5.2.2 <i>Měření čtveřic – PIN diody</i>	68
5.2.3 <i>Měření čtveřic – Shottkyho diody</i>	69
5.2.4 <i>Měření čtveřic – mikrovlnný tranzistor</i>	71
5.3 <i>Výběr optimálních napětí a přenos ideálního šestibranu</i>	72
5.3.1 <i>Nezvolené typy zátěží</i>	72
5.3.2 <i>Čtveřice PIN diod</i>	75
5.3.3 <i>Čtveřice Shottkyho diod</i>	76
5.3.4 <i>Čtveřice mikrovlnných tranzistorů</i>	77
5.3.5 <i>Kompenzace offsetu pomocí diferenciálního buzení</i>	78
5.4 <i>Experimentální ověření</i>	81
5.4.1 <i>Parametry propojovacích kabelů a jejich vliv</i>	83
5.4.2 <i>Porovnání naměřených výsledků s výpočtem</i>	86
5.5 <i>Závěr</i>	92
6 Závěr	94

A	Vypočtená a naměřená data	104
A.1	<i>Impedance zvolených zátěží</i>	104
A.2	<i>Další IQ charakteristiky pro ideální šestibran</i>	106
A.3	<i>Další naměřené a vypočtené IQ charakteristiky</i>	109
B	Obrazková příloha	112
C	Curriculum Vitae	113

1 Úvod

Přenos dat je neoddělitelnou součástí dnešního elektrotechnického průmyslu. Bez rychlých přenosů by dnes průmysl nebyl na takové úrovni a dotýká se i obyčejných lidí, kde někteří by dnes bez internetu a rychlých lokálních sítí ztěžili vykonávali svou práci, nebo trávili svůj volný čas. S rozvojem a neustálým zvyšováním rychlostí hardware a se zvyšující se náročností software se zvyšují také požadavky na objemy přenášených dat a také nároky, jak tyto data co nejrychleji dopravit k cíli.

Rychlost a s ním i propustnost vlastního přenosu dat mezi vysílačem a přijímačem po daném médiu ovšem nemůže být nekonečná. Zpočátku vývoje byly tyto limity nastaveny zejména fyzickou vrstvou hardware vysílače a přijímače a možnostmi hardwarového a softwarového zpracování přijatých a vysílaných dat. V dnešní době je hardware na vysoké úrovni, ovšem přenos je limitován šířkou přenosového kanálu daného média a jeho rušením. K dalšímu snižování maximální rychlosti (propustnosti) dochází díky sdílení zvoleného média. Pro posílání dat od více uživatelů jedním společným médiem, je nutno jednotlivé účastníky od sebe oddělit, což lze udělat buď rozlišením účastníků kmitočtově FDM, časově TDM, kódem CDM a nebo jakoukoliv jejich kombinací.

Existuje několik druhů médií, které lze rozdělit na drátové a bezdrátové. Další text úvodu se bude zabývat bezdrátovými radioreléovými spojeními (RRS) z důvodu aktuální oblíbenosti bezdrátových sítí a také, že původní záměr byl vytvořit modulátor pro mikrovlnné pojítko. Při pohledu na jednotlivé dostupné kanály pro možné RRS zjistíme, že kanály, které jsou vyhrazeny pro datové přenosy, zejména na takzvaných bezlicenčních pásmech, tzn. těmi které jsou „zadarmo“, jsou již velmi často zaplněny malými operátory (např. malí poskytovatelé lokálního datového připojení) nebo koncovými zařízeními. Jelikož je zde provoz mnoha zařízení jsou tato pásma také velmi zarušena, zejména pro nenasytnost některých poskytovatelů internetu (např. Wi-Fi na frekvenci 2,4 GHz a 5 GHz – platné k době vzniku práce), kteří rušení okolí řeší postupným zvyšováním výkonu (až do povoleného maxima), tak aby ztrátovost právě jejich dat nebyla tak velká, čímž nutí další operátory na stejném pásmu výkon také zvyšovat (z důvodu vysokého šumu pozadí), což ruší kanál ostatním uživatelům.

Z tohoto důvodu je nynějším trendem mikrovlnných pojítek obsazovat kanály na vyšších frekvencích, které nejsou prozatím tolik využívány, zejména z důvodu, že pro ně stále není vyvinut levný a tolik rozšířený hardware jako pro frekvence nižší. Dalším důvodem je také fakt, že kanály na vyšších frekvencích mívají, dost často také větší šířku pásma, což nám dovoluje zvýšit rychlost přenosu (i s jednodušší modulací). Aby se rychlost přenosu pro danou velikost kanálu ještě více zvýšila, používají se ve spojích vícecestavové modulační techniky, například QAM, QPSK, APSK. Tyto techniky lze s výhodou použít pro nezarušený spoj. S přibývajícím rušením se však detekce vícecestavových modulací stává stále obtížnější a vznikají chyby. Tyto výpadky je mnohdy možné „zachránit“ vyšším zabezpečením a korekčními algoritmy, ty ovšem snižují poměr uživatelských dat k celkovému objemu přenesených dat, ale tento rozbor není našim cílem. Jelikož se hodnoty šumového pozadí v kanálu dynamicky mění,

používají se také techniky, které snižují se zhoršujícími se podmínkami počet stavů modulace, ale tím i snižují rychlosti přenosu na vyhrazeném kanálu.

Následující práce se bude zabývat teorií, možným hardwarovým řešením a nakonec i jednotlivými problémy (které vyvstaly v průběhu řešení) vícestavového modulátoru pro mikrovlnná pojítka, řešeného pomocí six-portu (angl. název, česky šestibran). Modulace u tohoto typu modulátoru nespočívá ve směšování dvou signálů na nelineárním prvku, ale v ovládání délky cesty vlny [1] mezi oscilátorem přivedeným na vstup a výstupem pomocí proměnných zátěží na jeho branách na lineárním mikrovlnném obvodu. Změnou délky cesty se mění fáze signálu na výstupu a v případě, že je zátěž ztrátová, lze ovládat i amplitudu.

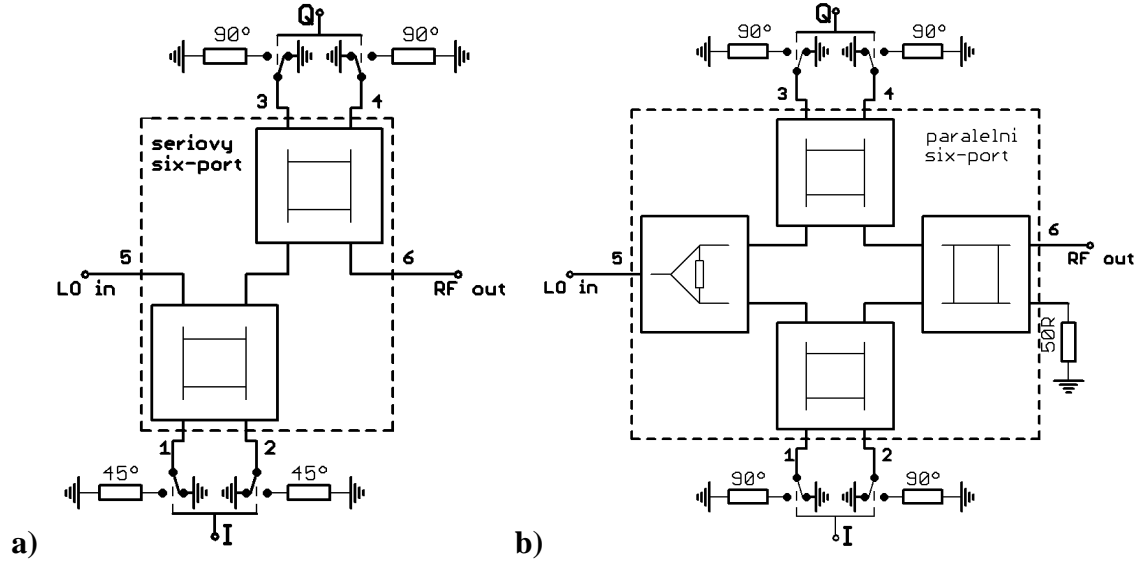
Ještě si dovolím malý dodatek k následnému členění práce a jejímu postupnému vývoji. Tato práce vznikala víceméně v pořadí jednotlivých kapitol (i zde jsou samozřejmě výjimky, např. „mikropáskový šestibran“ vznikl až během kapitoly 3.2). Postupně se zvyšujícím se počtem nejasností, přibývajících problémy např. ve vlastním návrhu, odchylkami výsledků od očekávaných, přečtenou literaturou, samozřejmě vědomostmi a také díky dalším vlivům se cíle práce postupně měnily (pozn. původně se měla práce věnovat experimentálním mikrovlnným pojítkům na frekvencích 75 GHz a 85 GHz, která měla být vyvíjena v rámci spolupráce s průmyslem). S tímto se měnil také můj přístup k některým úvahám (někdy slepě přejatým z článků) a některé mé názory a „nápady“ se později ukázaly jako nepříliš vhodné. Měl jsem na výběr ze dvou možností a to, buď s každým „obratem“ přepsat většinu toho, co bylo napsáno dosud a nebo toto ponechat a jen přidat poznámku na konec kapitoly o tom, že tato myšlenka není příliš šťastná. Druhou možnost jsem nezvolil z lenosti, ale spíše z důvodu, aby bylo lépe vidět, jak se práce vyvíjela. Z dalšího čtení se tedy může zdát, že si některá z tvrzení odporují a to zejména mou snahou si některé věci pokud možno co nejvíce zjednodušit (tak, aby byla problematika daleko lépe pochopitelná) a tato zjednodušení nebyla vždy zcela šťastně zvolena. Další text popisuje základní chování šestibranů a princip jejich funkce při použití jako modulátoru.

1.1 Six-port

Six-port (česky šestibran, ale v české terminologii je ustálen i tento anglický ekvivalent) je pasivní analogový mikrovlnný obvod, který má velkou škálu použitelnosti v měřicí (zejména) a sdělovací technice. Jeho nespornou výhodou jsou linearita a možnost vysokých kmitočtů zpracovávaných signálů. Šestibran je možno realizovat pomocí hybridních prvků, vázaných mikropáskových vedení, anebo pomocí vhodné kombinace prvků se soustředěnými parametry.

Šestibran jako struktura sama o sobě je pouze soubor členů otáčející fázi o daný úhel. Omezíme-li se na mikrovlnné struktury, ty mohou být implementovány jako např. vedení a směrové odbočnice. Tato struktura jako celek byla nejprve uvažována pro měřicí účely [29], kde byla (po připojení generátoru a zátěže na vstupní a výstupní bránu) vyhodnocována napětí na jednotlivých branách (pomocí např. diodových detektorů) a následným výpočtem určena impedance dané zátěže. Ačkoliv princip tohoto měření byl popsán v sedmdesátých letech vlastní implementace musela počkat až do doby, kdy vzrostl výpočetní výkon natolik, aby bylo možno měřit dostatečně rychle.

Popis využití této struktury jako modulátoru a demodulátoru je daleko mladší. Matematický popis pro vlastní modulace je uveden v [1]. Tento článek popisuje dvě koncepce modulátorů. První je tzv. paralelní six-port na Obr. 1.1b., složený ze tří 3dB odbočnic výkonu a jednoho děliče. Druhá popsaná možnost je složená pouze ze dvou odbočnic a jedná se o tzv. sériový six-port na Obr. 1.1a).



Obr. 1.1 Principiální schéma sériového (a) a paralelního (b) six-portu [1]

Vztahy napěťových poměrů přímé a odražené vlny na jednotlivých branách ideálního sériového (1.1) a paralelního (1.2) šestibranu lze vyjádřit dle [1] pomocí jejich přenosových funkcí:

$$\begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ \vec{U}_2 \\ \vec{U}_3 \\ \vec{U}_4 \\ \vec{U}_5 \\ \vec{U}_6 \end{bmatrix} = 0,5 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 & -j\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 & j & -\sqrt{2} & 0 \\ j & -1 & 0 & 0 & 0 & -\sqrt{2} \\ 1 & j & 0 & 0 & 0 & -j\sqrt{2} \\ -j\sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sqrt{2} & -j\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ \vec{U}_2 \\ \vec{U}_3 \\ \vec{U}_4 \\ \vec{U}_5 \\ \vec{U}_6 \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ \vec{U}_2 \\ \vec{U}_3 \\ \vec{U}_4 \\ \vec{U}_5 \\ \vec{U}_6 \end{bmatrix} = 0,5 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & i & -1 \\ -1 & j & -1 & i & 0 & 0 \\ 1 & j & j & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ \vec{U}_2 \\ \vec{U}_3 \\ \vec{U}_4 \\ \vec{U}_5 \\ \vec{U}_6 \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

kde \vec{U} - napětí přímé vlny a \vec{U} - napětí odražené vlny.

Pro modulátor lze dále dosadit [1]:

$$\vec{U}_5 = U_{in}, \vec{U}_6 = 0, \vec{U}_6 = U_{out}, \Gamma_n = \frac{\vec{U}T_n}{UT_n}, \quad (1.3)$$

kde UT_n je napětí vlny na zakončení portu n , Γ_n je činitel odrazu (v české literatuře označený ρ). Dále můžeme doplnit [1]

$$\overrightarrow{U_n} = \overrightarrow{UT_n} = \Gamma_n \overrightarrow{UT_n} = \Gamma_n \overrightarrow{U_n}, \text{ pro } n = 1, 2, 3, 4. \quad (1.4)$$

Po dalších úpravách uvedených v [1] vyjdou rovnice vyjadřující závislost přenosu na přizpůsobení jednotlivých portů:

$$U_{out-ser} = -\frac{(\Gamma_1 + \Gamma_2) \cdot (\Gamma_3 + \Gamma_4)}{(\Gamma_1 - \Gamma_2) \cdot (\Gamma_3 - \Gamma_4) + 4} U_{in}, \quad (1.5)$$

$$U_{out-par} = -\frac{1}{4} U_{in} [(\Gamma_1 + \Gamma_2) + j(\Gamma_3 + \Gamma_4)]. \quad (1.6)$$

Největší popisovanou výhodou využití šestibranu jako modulátoru je jeho potlačení nosné na výstup, což může být z energetického hlediska výhodné, tj. je vysílána pouze užitečná informace. Pro ideální šestibran (který má dokonalou izolaci mezi vstupem a výstupem) je přenos nosné způsoben pouze nesymetrií zátěží, které způsobí posun přenosové funkce (ve stavovém diagramu je to fázový posuv). Více podrobností se lze dozvědět v [1], kde je tento jev pro ideální šestibran odvozen.

Pro uvažovaná frekvenční pásma byla vybrána realizace hybridními prvky vytvářených z vlnovodu vyrobeného technologií SIW (angl. zkratka Substrate Integrated Waveguide, což je v českém překladu vlnovod integrovaný do substrátu). Tento přístup podstatně zjednodušuje experimentální fázi řešení.

Dodatek: původně měla práce být směřována k návrhu šestibranu vytvořeného pomocí vlnovodů na frekvencích 75 GHz a 85 GHz pro mikrovlnná pojítka, ze které nakonec sešlo (spolupráce s průmyslem).

1.2 Modlace signálu pomocí šestibranu

V minulé kapitole byla popsána přenosová funkce šestibranu, která by v tomto znění platila jak pro modulátor, tak pro demodulátor, a nebo i měřicí zařízení. Rozlišení toho na co bude šestibran použit není v jeho struktuře, která je univerzální, ale v tom co se připojí k jeho výstupním (ale zároveň i vstupním) branám. Pokud na tyto brány připojíme diodové detektory, vznikne nám demodulátor (zde je na terminál „LOin“ přiveden signál nosné pevné frekvenci). Pokud chceme využít zařízení jako modulátor, je nutné na tyto terminály připojit prvek kterým toto provedeme.

Vlastní modulace na tomto lineárním prvku probíhá pomocí změn impedancí na modulačních branách (terminály 1 - 4). Připojené impedance (jedná se o nepřizpůsobené zakončení) způsobují odrazy na jednotlivých branách a jejich změnami se mění délka cesty vlny mezi vstupem a výstupem a tudíž i fáze signálu na výstupu (z tohoto principu vzniklo pojmenování „path length modulator“ [1]). Tento fakt je způsoben tím, že délky vedení mezi modulačními branami, vstupem a výstupem jsou různé (fázi mezi výstupem a vstupem lze měnit v rozmezí 0° až 360°).

Sériový i paralelní modulátor na bázi šestibranu aplikuje modulaci stejným principem popsaným v předchozím odstavci. Liší se fyzickým uspořádáním komponentů (viz Obr. 1.1), přenosovými funkcemi, viz (1.4) a (1.5) a tím pádem nutností připojení jiných velikostí modulačních impedancí k modulačním branám. V dostupné literatuře je

nejčastěji využíván modulátor paralelní, ačkoliv má menší ideální účinnost přenosu [1]. Maximální přenosová účinnost nastává, bude-li na všech modulačních branách splněno kritérium pro odraz $\Gamma = \alpha + j\beta$, kde musí být $\alpha^2 + \beta^2 = 1$, tj. jedná se o odraz ideální, veškerá energie je odražena zpět do struktury. Díky použití směrových odbočnic (v případě stejných zátěží na obou branách) dojde k sečení obou odražených vln na výstupu a na vstupu jsou odečteny (tj. veškerá energie pokračuje do výstupu a vstup je neovlivněn). U sériového modulátoru je maximální účinnost při splnění podmínky 100% (tj. celý výkon přivedený na vstup zařízení je přenesen na výstup) a pro paralelní je maximum pouze 50% (polovina výkonu zdroje jde do 50 Ω zakončení připojenému k výstupnímu vazebnímu členu). Pokud jsou připojeny reálné impedance, pro něž odraz na příslušném portu není ideální, pak účinnost sériového modulátoru strmě klesá a při $\alpha^2 + \beta^2 \leq 0,5$ je již paralelní modulátor účinnější, podrobnosti jsou uvedeny v [1].

Z hlediska snížené citlivosti na zvolené impedance (u kterých není očekáván ideální průběh) na modulačních branách byl pro další práci vybrán paralelní šestibran. Pro výpočet výstupního napětí pro základní čtyřstavovou modulaci QAM u paralelního šestibranu [1] vyjdeme z rovnice (1.6), do které můžeme dosadit pro vyšší názornost (číslování bran dle Obr. 1.1b) $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_I$ a $\Gamma_3 = \Gamma_4 = \Gamma_Q$. Výstupní napětí po dosažení lze vyjádřit rovnicí:

$$U_{out} = -\frac{1}{2}U_{in}(\Gamma_I + j\Gamma_Q). \quad (1.7)$$

Pro optimální modulaci 4QAM (QPSK) se symboly ve stavovém diagramu podle rovnice (1.8) se použijí koeficienty odrazů. Koeficient rovný $\Gamma_{on} = -1$ znázorňuje ideální zkrat na portu a $\Gamma_{off} = 1$ je ideální otevřený port. Nyní lze vytvořit matici obsahující všechny 4 stavy této modulace [1]:

$$U_{out} = -\frac{1}{2}U_{in} \begin{bmatrix} -1-j & -1+j \\ 1+j & 1-j \end{bmatrix}. \quad (1.8)$$

$$U_{out} = -\frac{1}{2}U_{in} \begin{bmatrix} \Gamma_{lon} + j\Gamma_{Qon} & \Gamma_{lon} + j\Gamma_{Qoff} \\ \Gamma_{loff} + j\Gamma_{Qoff} & \Gamma_{loff} + j\Gamma_{Qon} \end{bmatrix}. \quad (1.9)$$

V praktickém řešení je ovšem těžké vytvořit pomocí říditelného prvku (impedančního zakončení brány) tyto dva krajní stavy na příslušných branách, proto bude amplituda a fáze výsledného signálu zkreslena. Reálným podmínkám a jejím důsledkům se bude práce věnovat v dalších kapitolách.

Dle článku [2] je možno při vhodném zvolení impedancí na modulačních branách dosáhnout modulací 16QAM a vyšších ($A > 2$). Přenos je možné pro vícestavové modulace QAM vyjádřit např. vzorcem (1.10), zde je výrazem před závorkou přenos dělen tak, aby byl maximálně jedna polovina, což je maximální ideální dosažitelný přenos tohoto typu modulátoru.

$$U_{out} = -\frac{U_{in}}{2} \frac{1}{(A-1)} \begin{bmatrix} (-A+1) + j(A-1) & (-A+3) + j(A-1) & \dots & (A-1) + j(A-1) \\ (-A+1) + j(A-3) & \dots & \dots & (A-1) + j(A-3) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (-A+1) + j(-A-1) & (-A+3) + j(-A+1) & \dots & (A-1) + j(-A+1) \end{bmatrix}. \quad (1.10)$$

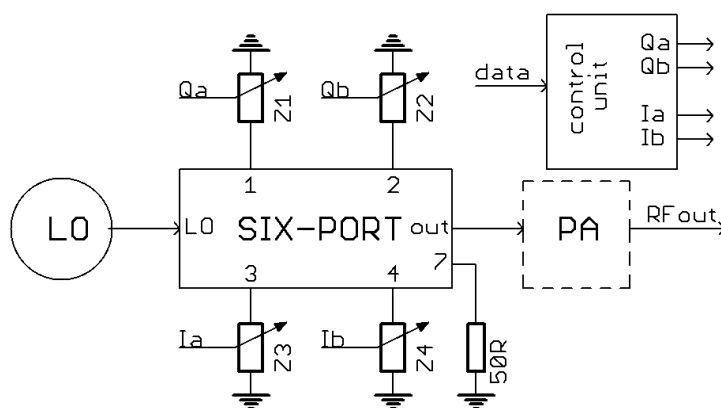
Vyjádříme-li si například první případ prvního řádku ve stavovém diagramu a dosadíme-li do něho rovnici (1.6) pak vyjde rovnice:

$$\frac{(\Gamma_1 + \Gamma_2) + j(\Gamma_3 + \Gamma_4)}{2} = \frac{(-A+1) + j(A-1)}{A-1}. \quad (1.11)$$

Takto lze vyjádřit každý stav symbolu v IQ rovině ideálního šesti-portového modulátoru. V případě, že by odrazy vzniklé na připojených impedancích měly pouze reálnou složku ($\Gamma = \alpha + 0j$), bylo by možné počítat impedance na I a Q branách odděleně. Bohužel tato situace v reálném případě nenastane.

V případě, že by velikosti modulačních impedancí pro každý stav byly vypočteny separátně bez ohledu na další stavy, které mají stejnou reálnou nebo imaginární složku, množina řešení pro jeden bod by mohla obsahovat (s výjimkou krajních hodnot) velmi mnoho hodnot (tj. existuje více kombinací pro dosažení jedné hodnoty a to zejména pro hodnoty blízké středu). K prvotní redukci množiny hodnot „modulačních“ impedancí dojde, pokud budou stanoveny jejich rozsahy (s ohledem na reálné možnosti nastavení impedancí připojených řízených prvků). Další redukce dosáhneme, pokud bude při výběru kladen požadavek na minimalizaci počtu hodnot impedancí, např. jejich sjednocením pro stavy, které mají stejné velikosti reálných nebo imaginární složek. Vyjdeme-li z (1.10), pak by bylo možné sjednotit impedance na branách Q pro jednotlivé řádky v matici stavového diagramu a impedance na branách I pro sloupce (v případě, že $\Gamma = \alpha + 0j$). V případě, že by byl systém takto sjednocen, při pohybu mezi stavy, které jsou ve stejném sloupci nebo řádku, by se měnili pouze impedance na jedné dvojici modulačních bran.

Na Obr. 1.2 je zobrazeno zjednodušené blokové schéma uvažovaného šestibranu jako modulátoru. Tato možnost nepočítá se smyčkou zpětné vazby. Tuto konfiguraci můžeme použít pokud je zkreslení signálu šestibranem, připojenými zátěžemi a koncovým zesilovačem minimální. Pokud by bylo zkreslení vyšší, bylo by nutné použít předkreslení. Zde se nabízejí dvě možnosti a to buď pomocí zpětnovazebního zapojení (bude uvedeno dále) a nebo zapojení bez zpětné vazby, ale s korekcí známých zkreslení např. pomocí „look-up table“, tj. tabulky s korekčními hodnotami.



Obr. 1.2 Blokové schéma modulátoru s variabilními zátěžemi

1.3 Technologie SIW – vlnovod integrovaný do substrátu

Pro experimentální návrh šestibranu (a pro ověření si platnosti některých tvrzení v publikacích) byla vybrána technologie výroby pomocí SIW (pozn. později byla vytvořena i „mikropásková“ verze). Její zvolení nebylo náhodné, ale bylo vybráno zejména pro svou podobnost se stejnými strukturami vytvořených pomocí vlnovodů (zkušenosti s návrhem měly být použity pro experimentální část).

SIW technologie vznikla v posledním desetiletí (platné k době vzniku práce, tj. 2010) a kombinuje výhody vlnovodu a jednoduchost výroby tištěného spoje [13]. Tímto spojením je možno docílit přenosového média snadno a levně vyrobitelného s nízkým útlumem a hlavně s minimálním vyzařováním do okolí na rozdíl například od mikropáskového vedení.

Šíření vln v tomto vedení je stejné jako ve vlnovodu, pouze vakuum je nahrazeno substrátem, jehož permitivita se samozřejmě uplatní a dojde ke zkrácení vlny. Toto zkrácení se projeví na možnosti přenést nižší frekvence pro stejnou šířku vlnovodu oproti verzi se vzduchem. Oproti klasickému vlnovodu má SIW jednu malou nevýhodu a tou jsou větší ztráty v dielektriku, ovšem zde se nabízí otázka, zda nám to u struktur u kterých neočekáváme velké rozměry vadí. Stěny, jejichž vzdálenost mezi sebou udává nejmenší možnou přenášenou frekvenci, jsou nejčastěji nahrazeny prokovenými otvory. Jejich vzájemné vzdálenosti by měli být menší než dvojnásobek jejich průměru, který by měl být menší než pětina vlnové délky vlny v substrátu λ_g . Na vzdálenosti mezi jednotlivými prokovenými je také závislý tzv. průsak vlny do okolního substrátu, který klesá s jejich snižující se vzdáleností.

Pomocí této technologie lze vytvářet i mnohem složitější struktury než jen přenosné médium pro energii ze vstupu na výstup. Mimo různých děličů výkonu, odbočnic a filtrů na jednom substrátu je například možné jednotlivé vlnovody vázat mezi sebou na jednom substrátu, tak přes šterbinu mezi substráty a nebo vytvořit pomocí slotu anténu. Některé z těchto struktur jsou ukázány např. v [13], [14] a [15].

Jedna ze složitějších věcí v návrhu (u jednoduchých struktur) s nutností optimalizace je navázání na jinou strukturu a vlastní vybuzení vlny ve vlnovodu. Zde existuje mnoho různých přístupů a návrhů, z nichž některé vycházejí z klasického vlnovodu a jiné např. ze šíření vln mezi mikropáskem a zemí. Buzení je možné provádět (ve zjednodušeném výčtu) pomocí mikropásku, sondy (konektor připájený shora na DPS) nebo šterbiny (buzení např. z druhé DPS). Způsoby navázání mikropáskového vedení jsou detailněji rozebrány např. v [18] a [17].

Vlastní návrh se bude věnovat pouze těmto třem strukturám. Jsou to vlastní vlnovod s navázáním na mikropáskové vedení (které vede od konektoru), dělič výkonu a směrová odbočnice.

Pozn. Ačkoliv téma technologie SIW by bylo možno rozvést do delšího textu, je zde uvedeno zejména z důvodu návrhu jednoho ze vzorků v této technologii a není smyslem této práce ho rozvíjet dále. Většina návrhových pravidel byla převzata buď z článků citovaných výše, např. informace o navázání na mikropáskové vedení, nebo vliv průměru děr na efektivní šířku vlnovodu. Obecné informace pro první návrh vlnovodů byly čerpány např. v [26], [28] a [42]. Tím, že toto téma bylo pouze podpůrné nebyly věnovány měsíce hledání informací např. o nejlepším navázání na mikropásek a jejich simulování a optimalizaci, ale bylo vybráno „nejsympatičtější řešení“

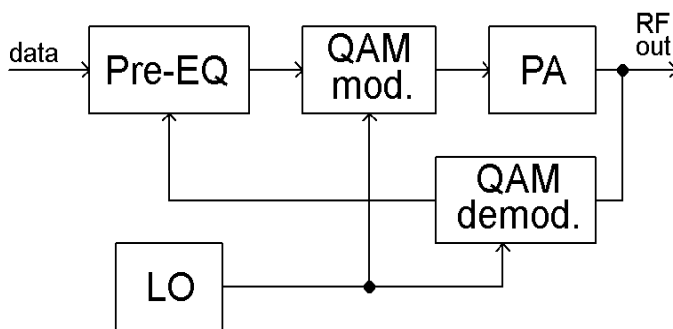
a optimalizace (zejména z časových důvodů) byla provedena tak, aby řešení bylo dostačující. Z tohoto důvodu má výsledný SIW šestibran nepříliš dobré izolace (na které nebyl kladen důraz) na úkor co nejpřesnějšího fázového posuvu mezi výstupem a branami (násobky 90°).

1.4 Předzkreslení IQ dat

Předzkreslení se používá pro korekci prvků přenosového řetězce na straně vysílače, které vnášejí do signálu nelinearity (zejména výkonového zesilovače). Tyto nelinearity mohou zkreslit amplitudu anebo fázi, ale většinou se vyskytují pohromadě a jsou závislé na kmitočtu i na výstupním výkonu. Aby byl systém schopen provést korekci pomocí předzkreslení vstupního signálu (např. dat vstupujících do AD převodníku) je nutné nejprve znát vektor jeho zkreslení, který určuje odchylky mezi požadovaným a výstupním signálem.

Pro zjišťování a zpravování odchylek lze využít dvou přístupů. Ty byly naznačeny na konci kapitoly 1.2, kde první z nich využívá znalost systému (a jeho zkreslení) jako celku a je pak možno pracovat např. s kalibrační tabulkou, která ovlivňuje modulační data. Toto řešení lze s výhodou použít na statické jevy, které se nemění v čase, tj. různé kompenzace offsetů atd. Pokud tyto signály nejsou statické pak je nutno odchylky zjišťovat v čase a korigovat korekční data, nebo použít zpětnovazební systém.

V případě modulátoru se odchylka většinou zjišťuje tak, že se část modulovaného signálu z výstupu (tj. za výkonovým zesilovačem PA) odebere (např. pomocí směrové odbočnice), následně demoduluje a porovná s požadovaným signálem (EVM vektor). Chybový signál se poté přivádí do vstupního bloku a upravuje signál na vstupu modulátoru (viz. Obr. 1.3).

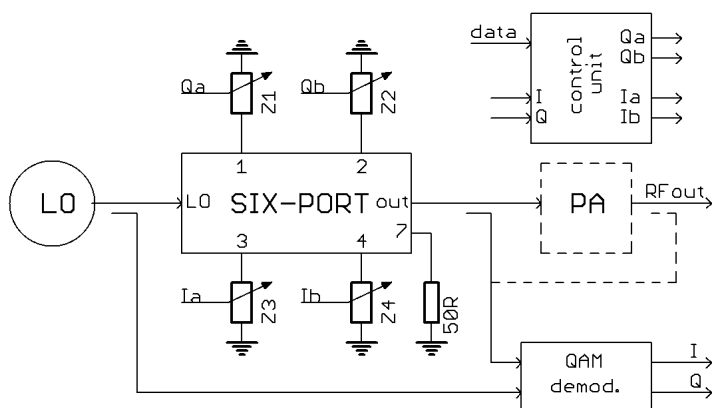


Obr. 1.3 Blokové schéma modulátoru s pre-ekvalizací

Pro moderní „zelené technologie“ lze pak využít i značně nelineární koncové zesilovače, jejichž nelinearitu lze tímto způsobem do značné míry eliminovat a které vykazují vysokou účinnost a tím i menší energetické nároky.

Na následujících dvou obrázcích (Obr. 1.4 a Obr. 1.5) jsou zobrazeny dvě základní možnosti, jak by mohla vlastní demodulace probíhat. V prvním případě je signál demodulován pomocí QAM demodulátoru s nelineárním směřováním (zde je uvažován modul či integrovaný obvod, jehož výstupy jsou analogové signály v definovaném rozmezí). Demodulované I a Q složky v základním pásmu by byly vyhodnoceny posléze vyhodnoceny (fázové a amplitudové odchylky) a upravily by buď

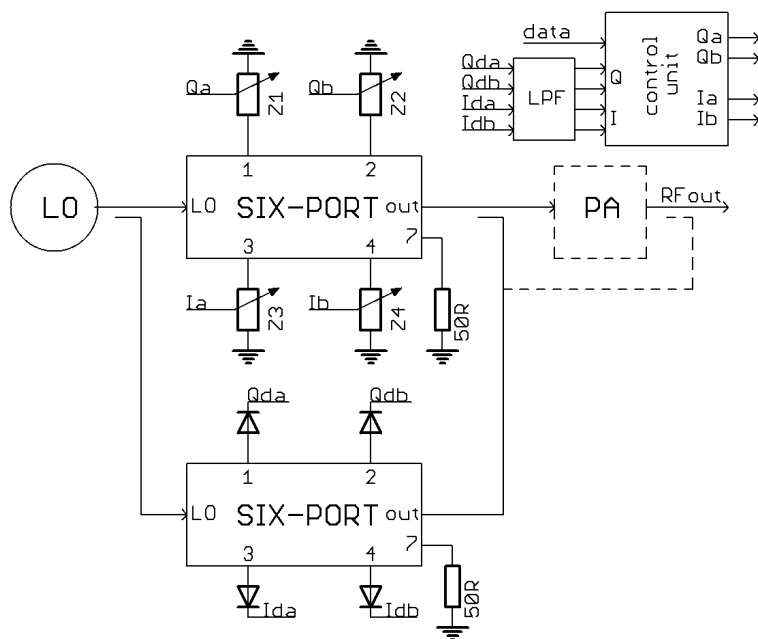
stávající data (rychlá zpětná vazba a pomalý signál) nebo by byly ukládány do mezipaměti a ovlivňovaly data následující.



Obr. 1.4 Ideové blokové schéma modulátoru s pre-ekvalizací pomocí integrovaného demodulátoru

Druhou možností by bylo vytvořit dvě (téměř) identické struktury šestibranu (na stejném substrátu a vyrobeny stejnou technologií), kde jedna by byla zapojena jako modulátor a druhá demodulátor, viz. Obr. 1.5. Na vstupní port demodulátoru by byl přiveden odbočený signál z oscilátoru (např. pomocí -20dB), který zajistí koherenci obou signálů. Toto zapojení by bylo použitelné s výhodou pro frekvence, kde již není dostupný modul demodulátoru.

V tomto případě je nutné znát parametry (pro kalibraci) i demodulátoru, které by mohli způsobit špatnou korekci.



Obr. 1.5 Ideové blokové schéma modulátoru s pre-ekvalizací pomocí demodulátoru založeného na stejné struktuře (šestibran)

1.5 Cíle disertace

Cíle disertace nebyly stabilní po celou dobu jejího vzniku a byly přizpůsobovány novým poznatkům a okolnostem (přibyl druhý cíl, třetí a čtvrtý byl mírně modifikován).

- Experimentální návrh šestibranového modulátoru na technologii SIW, zjištění citlivosti na změnu parametrů, návrh variabilních zátěží a ideový návrh hardware pro řízení modulačních impedancí.
- Odvození vztahů pro výpočet přenosu modulátoru v závislosti na impedancích připojených k modulačním portům šestibranu. Experimentální ověření těchto výpočtů na realizovaném vzorku modulátoru.
- Definice metodiky výpočtu optimálních impedancí pro jednotlivé stavy zvolené modulace. Metodika a algoritmus pro vytvoření tvarové modulační filtrace, navržené pro šestibran jak s idealizovanými (pro prvotní ověření simulacemi), tak i reálnými parametry.
- Hledání rozsahů vstupních signálů (a také jejich cílových hodnot pro zvolený stavový diagram) pro realizované zátěže a to jak pro ideální šestibran, tak i experimentální ověření simulovaných výsledků na realizovaných šestibranech.

Vysvětlení jednotlivých modifikací v průběhu a jejich vzájemné propojení.

První modifikací je přidání druhého cíle. Toto bylo zvoleno z důvodu (nebo spíše díky) nedokonalým parametrům SIW šestibranu a nemožnosti se pomocí rovnic uvedených v úvodu výsledných stavových diagramů. Vlastní analýza problému špatné izolace zabrala více času než prostý návrh, byla publikována a z mého hlediska byla pro pochopení funkce stěžejní a přišlo mi více než vhodné ji do této práce přidat. S touto analýzou vznikl i druhý „mikropáskový“ šestibran, se kterým jsou data v dalších kapitolách srovnávána.

Třetí bod je pojat spíše jako informativní část, jak lze řízení zjednodušit (jeden signál pro I brány a druhý pro Q), a jaké výsledky jsou očekávány. Celá tato kapitola je omezena na zátěže pouze s odporovou složkou.

Poslední kapitola se měla v původní verzi věnovat experimentům na vyšších frekvencích, ke kterým nedošlo (spolupráce s průmyslem nebyla nakonec uskutečněna). Proto byly všechny experimenty (a porovnávání výpočtů s měřeními) uskutečněny pouze na původní frekvenci 3,2 GHz. Na tuto frekvenci byl směřován i návrh proměnných zátěží.

Ačkoliv se může řazení cílů (a tím pádem i kapitol) zdát neočekávané a chaotické, což platí zejména pro bod dva, který by ideálně měl být prvním v pořadí, respektují kapitoly (s malými výjimkami) postup na vlastní práci v čase.

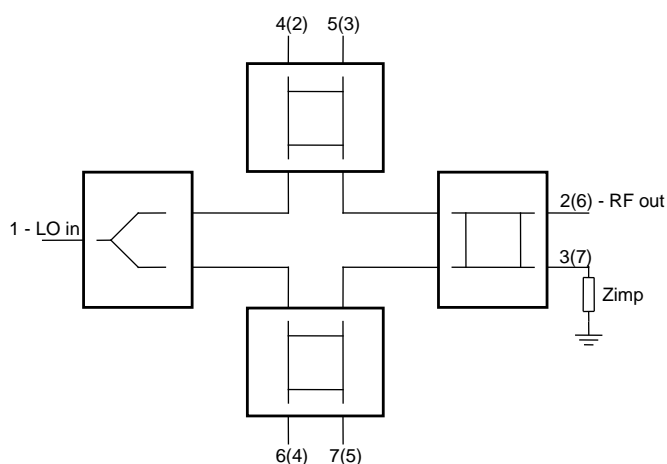
2 Návrh dílčích hardwarových částí šestibranu

Tato část práce se zabývá řešením jednotlivých funkčních celků šestibranu. V první části je rozebrán celkový návrh šestibranů navržených pomocí jak SIW technologie, tak mikropáskovou strukturou. Následuje část zabývající se měřením a jednoduchou citlivostní analýzou s-parametrů na změně některých veličin, například nepřesností výroby SIW struktury. Druhá část se zabývá návrhem variabilních impedancí a ideovým návrhem hardwaru pro jejich řízení.

2.1 Návrh šestibranu na technologii SIW

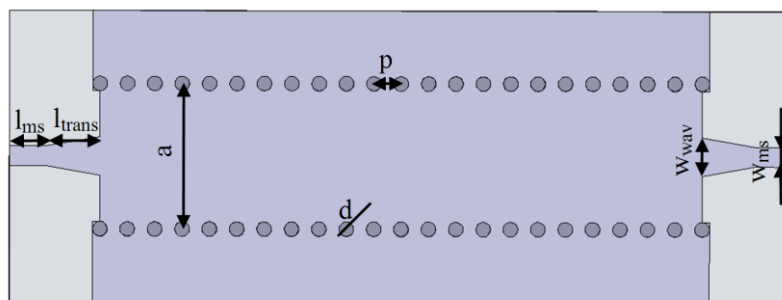
První část práce se zabývá návrhem vhodného šestiportu, který byl publikován v článcích [43] a [44]. Šestibran je navržen pro pracovní frekvenci 3,2 GHz. Ta byla zvolena zejména pro možnost následného laboratorního ověřování parametrů a měření modulovaných signálů v laboratořích Ústavu radioelektroniky.

Návrh sixportu vychází ze schématu uvedeného v Obr. 2.1., kde pro návrh bylo vybráno paralelní zapojení šestibranu. Zapojení se skládá z děliče výkonu, který rozdělí vlnu generovanou lokálním oscilátorem (přivedenou na vstup LO in) na dvě poloviny. Ty jsou přivedeny na postranní odbočnice, na které se připojují proměnné zátěže zajišťující vlastní modulaci. Signál odražený od těchto impedancí je veden do třetí odbočnice, u které je na jeden výstupní port připojena 50 Ohm zátěž a na druhém je modulační výstup (RF out).



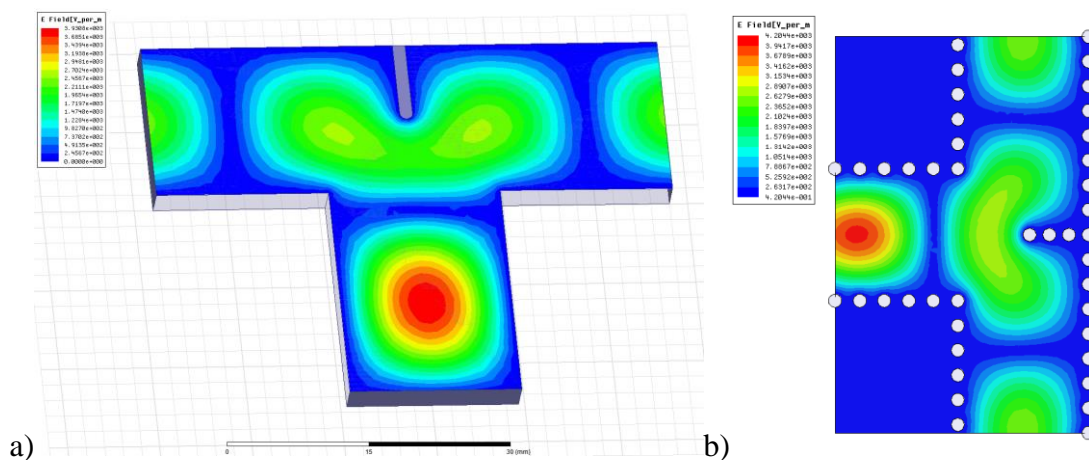
Obr. 2.1 Blokové schéma six-portu (čísla bran v závorce platí jen pro SIW verzi)

Aby bylo možné vytvořit šestibran technologií vlnovodu integrovaného do substrátu, bylo nejprve nutno vytvořit základní model vlnovodu vytvořený touto technologií. Tento model je zobrazen na Obr. 2.2, jeho jednotlivé rozměry jsou uvedeny v Tab. 2.1. Vzorce pro výpočet hlavních rozměrů, ze kterých model vycházel, jsou uvedeny v [43].

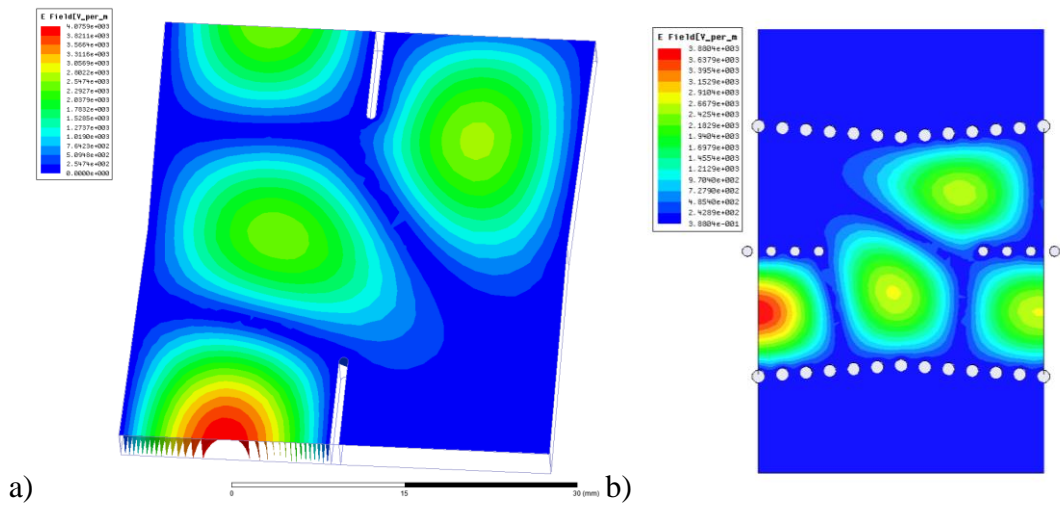


Obr. 2.2 Základní vlnovod vytvořený pomocí SIW technologie

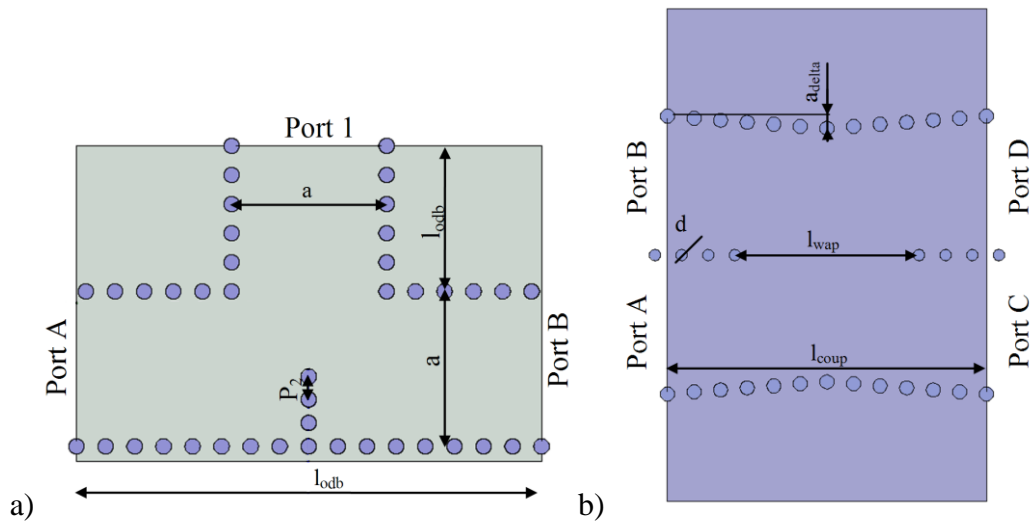
Na dalších obrázcích (Obr. 2.3, Obr. 2.4, Obr. 2.5) jsou vidět návrhy dvou hlavních částí a to děliče výkonu a směrové odbočnice. Postup byl zvolen podobný. Nejprve byla struktura simulována pomocí obdélníkového vlnovodu, který má uvnitř místo vakua vložen požadovaný materiál (Arlon® 1000). V prvním případě byl optimalizován rozměr indukčního septa (přepážky) vloženého do děliče výkonu. U směrové odbočnice byla nejprve parametricky optimalizována délka štěrbiny, následně šířka mezistěny mezi souběžnými vlnovody a nakonec parametr zúžení stěn ve středu odbočnice, který zajišťuje rozdělení výkonu 1:1. Tento postup byl zvolen z důvodu úspory času, jelikož tyto struktury jsou daleko méně výpočtově náročné než struktury převedené na SIW technologii. Po převedení jednotlivých struktur na SIW technologii musely být parametry upraveny, ale již pouze v malém rozsahu. Výsledná simulační struktura šestibranu a realizovaný vzorek jsou zobrazeny na Obr. 2.6, některé jejich parametry pro možné porovnání jsou uvedeny v Tab. 2.5.



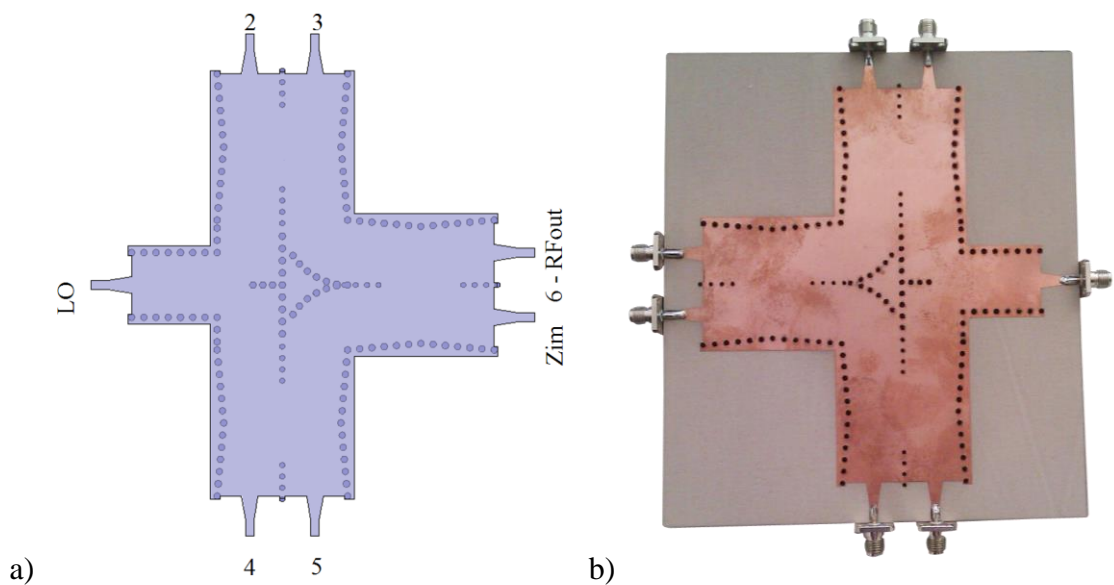
Obr. 2.3 Děliče výkonu: modelovaný v HFSS vlnovodem (a) a technologií SIW (b)



Obr. 2.4 Směrová odbočnice: modelovaná v HFSS vlnovodem (a) a SIW technologií (b)



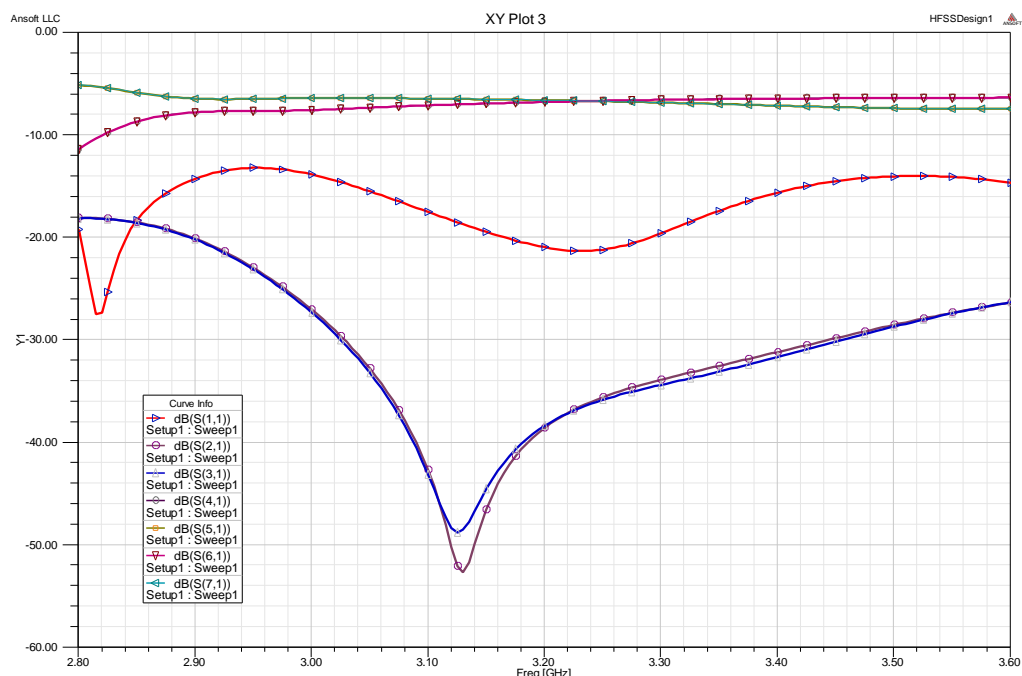
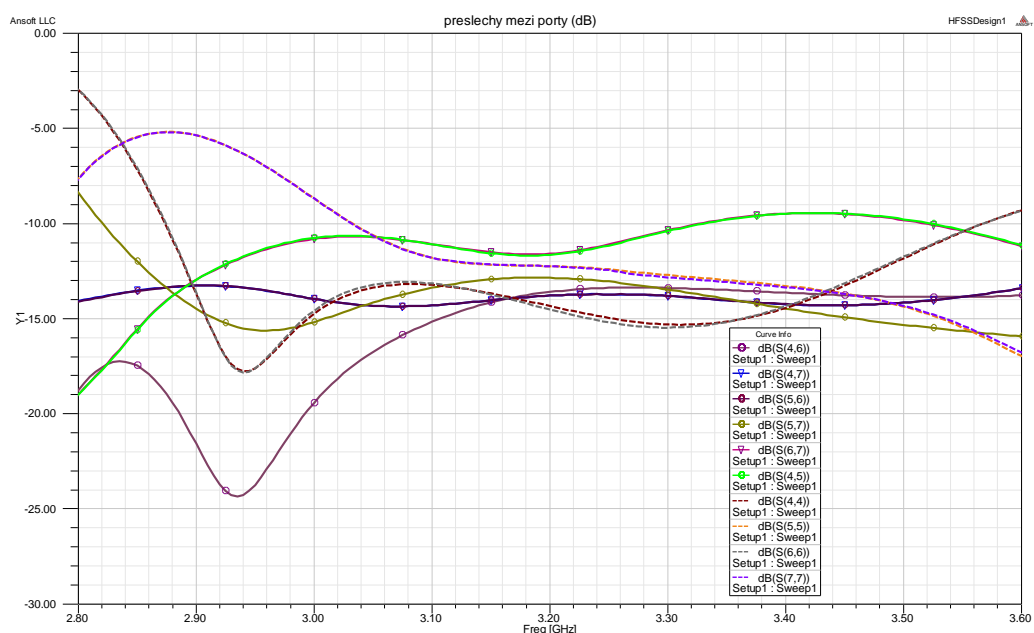
Obr. 2.5 Dělič výkonu (a) a směrová odbočnice (b) - rozměry



Obr. 2.6 Celková struktura šestibranu: HFSS (a), realizovaný vzorek (b)

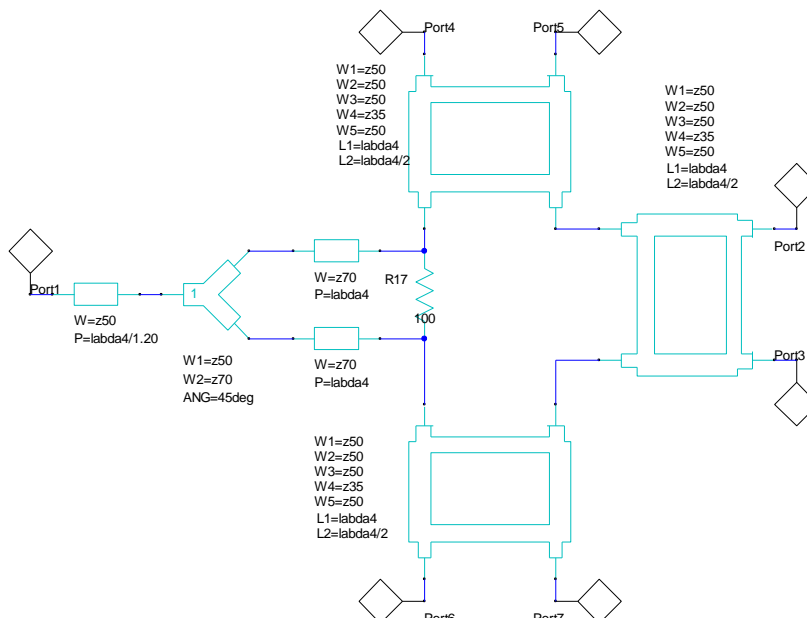
Tab. 2.1 Jednotlivé rozměry SIW šestibranu

Rozměr	a	a_{ekv}	h_{sub}	d	p	p_2	l_{vst}	l_{odb}
Velikost [mm]	20	18.64	3	2	3.75	3	18.75	60
Rozměr	a_{delta}	d_2	l_{wap}	l_{coup}	w_{ms}	w_{wav}	l_{trans}	l_{ms}
Velikost [mm]	2	1.6	26	45	2.64	5	7.4	5


Obr. 2.7 S-parametry simulace šestibranu (HFSS) – přenos mezi portem LO a ostatními porty

Obr. 2.8 S-parametry simulace šestibranu (HFSS) – přeslechy mezi modulačními porty a vlastní rozptyl portů

2.2 Návrh šestibranu pomocí mikropáskového vedení

Aby bylo možno porovnat parametry návrhu uvedeného v prvním části této kapitoly, je zde ukázán také jednoduchý model sestavený pomocí mikropáskové technologie. Ideový návrh (viz. Obr. 2.9), který byl navržen v prostředí Ansoft Designer®, nebere v úvahu vedení pro propojení jednotlivých elementů (směrových odbočnic a děliče výkonu), ale pouze tyto elementy.



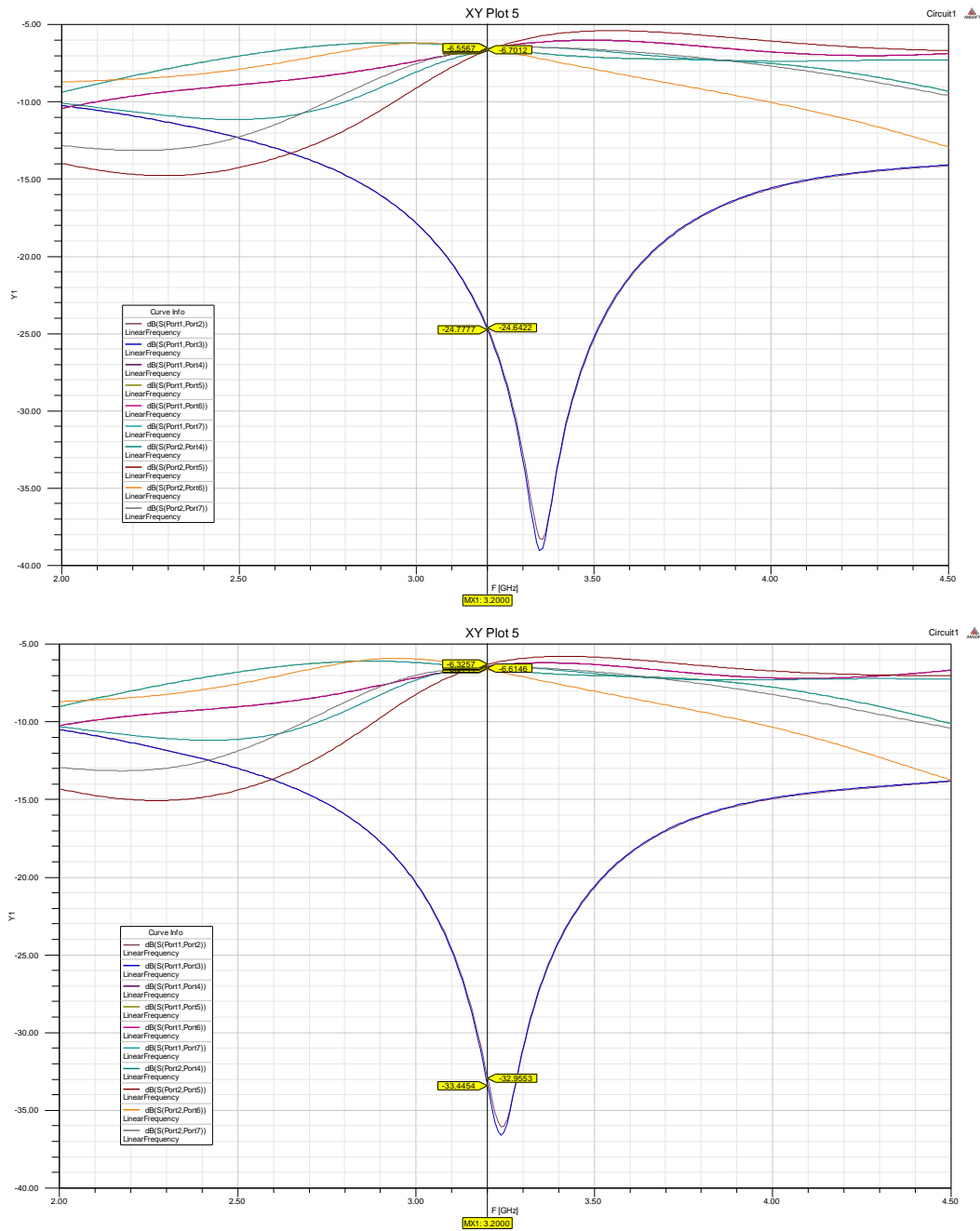
Obr. 2.9 Ideový návrh šestibranu z mikropáskového vedení

Pro snadnější práci je model popsán parametricky, velikosti jednotlivých parametrů pro výsledky uvedené v grafech na Obr. 2.10 a Obr. 2.11 jsou uvedeny v Tab. 2.2. Zde jsou uvedeny dvě verze, kde první dosahuje rovnoměrného dělení výkonu a druhá lepší izolaci. Hodnoty byly zaokrouhleny na minimální krok 0,05 mm.

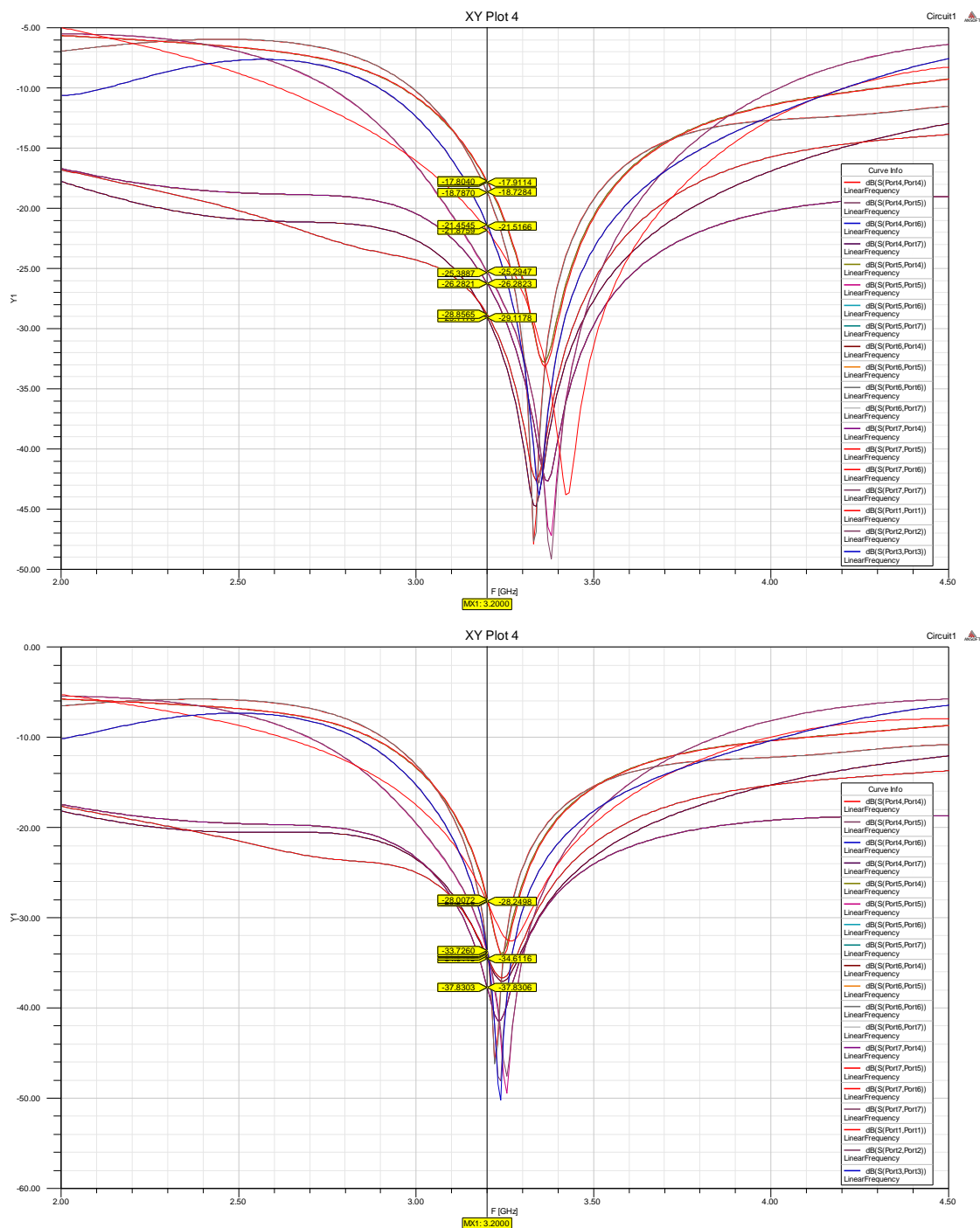
Tab. 2.2 Parametry pro ideový návrh mikropáskového šestibranu (v1. a v2)

v.1 - Rozměr	$\lambda/4$	z_{50}	z_{35}	z_{70}
Velikost [mm]	13,65	2,9	5	1,5
v.2 - Rozměr	$\lambda/4$	z_{50}	z_{35}	z_{70}
Velikost [mm]	14.1	3,05	5,05	1,5

Mikrovlňné modulátory na bázi sixportů



Obr. 2.10 Ideový návrh šestibranu z mikropáskového vedení – přenosové parametry
(v.1 - nahoře, v.2 - dole)

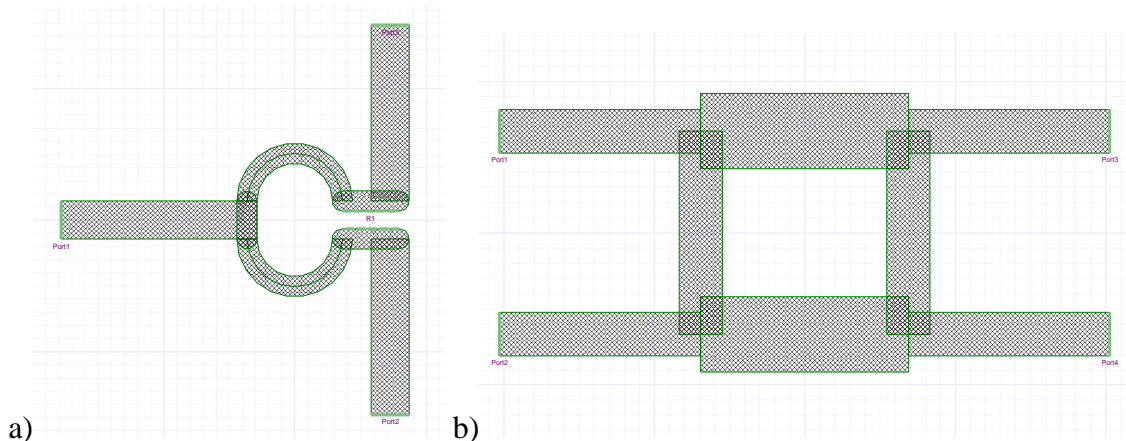


Obr. 2.11 Ideový návrh šestibranu z mikropáskového vedení – izolace mezi porty a odrazy (v.1 - nahoře, v.2 - dole)

Ideový návrh, ve kterém sice parametry jednotlivých prvků mohou víceméně odpovídat skutečnosti, oproti kompletnímu EM návrhu realizace nevystihuje všechny parametry struktury, zejména propojení jednotlivých elementů. Proto byl šestibran vytvořen také v EM Designéru stejnojmenného software jako návrh ideový. Pro zjednodušení simulace byly nejprve vytvořeny oba základní prvky (dělič výkonu a směrová odbočnice).

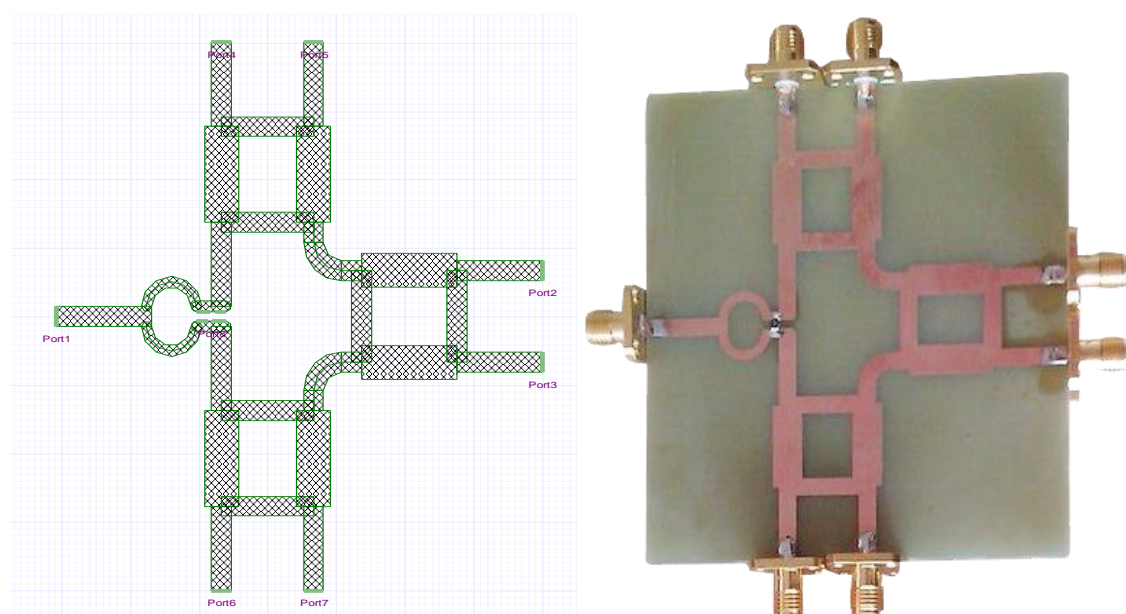
Základní parametry děliče (obr.a), tj. délka ramen (realizováno polokružnicemi) a jejich šířka vycházely z ideového návrhu a poté byly parametricky optimalizovány

na konečné rozměry, viz. Tab. 2.3. Stejně jako děliče byly optimalizovány také jednotlivé parametry odbočnice. Z důvodu realizace struktury jak děliče, tak i coupleru do jedné výsledné struktury byly parametry upravovány tak, aby délky pro totožné čtvrtvlnné vedení, tj. 50ohm vedení v jednotlivých elementech i přivaděčů a propojek, byly stejné.



Obr. 2.12 Návrh struktury děliče výkonu (a) a směrové odbočnice (b) (EM, Ansoft Designer®)

Celková struktura šestibranu s mikropáskovým vedením je zobrazena na Obr. 2.13 vlevo. Pro zmenšení vlivu přívodních konektorů a snížení vzájemného vlivu jednotlivých částí jsou všechny přivaděče a propojky vytvořeny jako čtvrtvlnná vedení (platí pro pracovní frekvenci). Pro tuto délku přívodů byly samozřejmě jednotlivé elementy optimalizovány. Vlastní realizaci tohoto šestibranu lze vidět na Obr. 2.13 napravo. Bylo použito DPS na substrátu FR4, výroba proběhla na dílně UREL. Předloha pro výrobu byla dodána na pauzovacím papíru, což mohlo stejně jako odchylka relativní permitivity (od hodnoty udávané pro tento typ substrátu) ovlivnit výslednou ideální pracovní frekvenci.

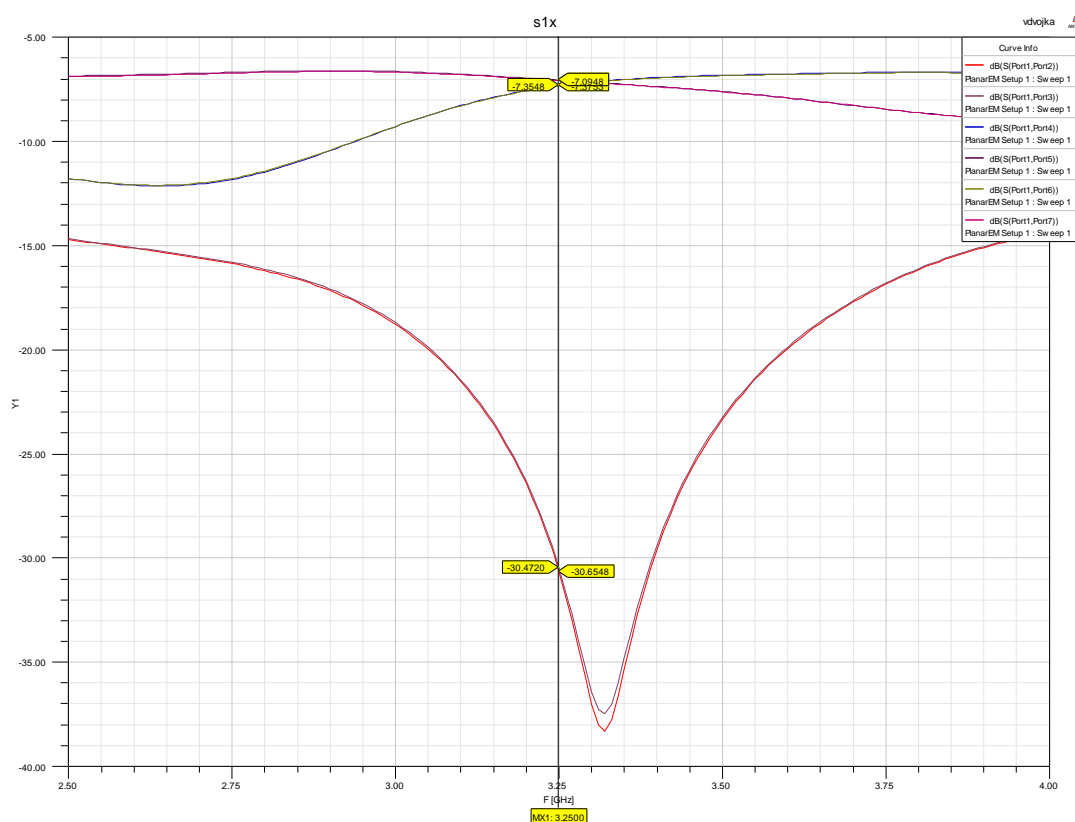


Obr. 2.13 Návrh celkové struktury šestibranu (EM, Ansoft Designer®) a jeho realizace

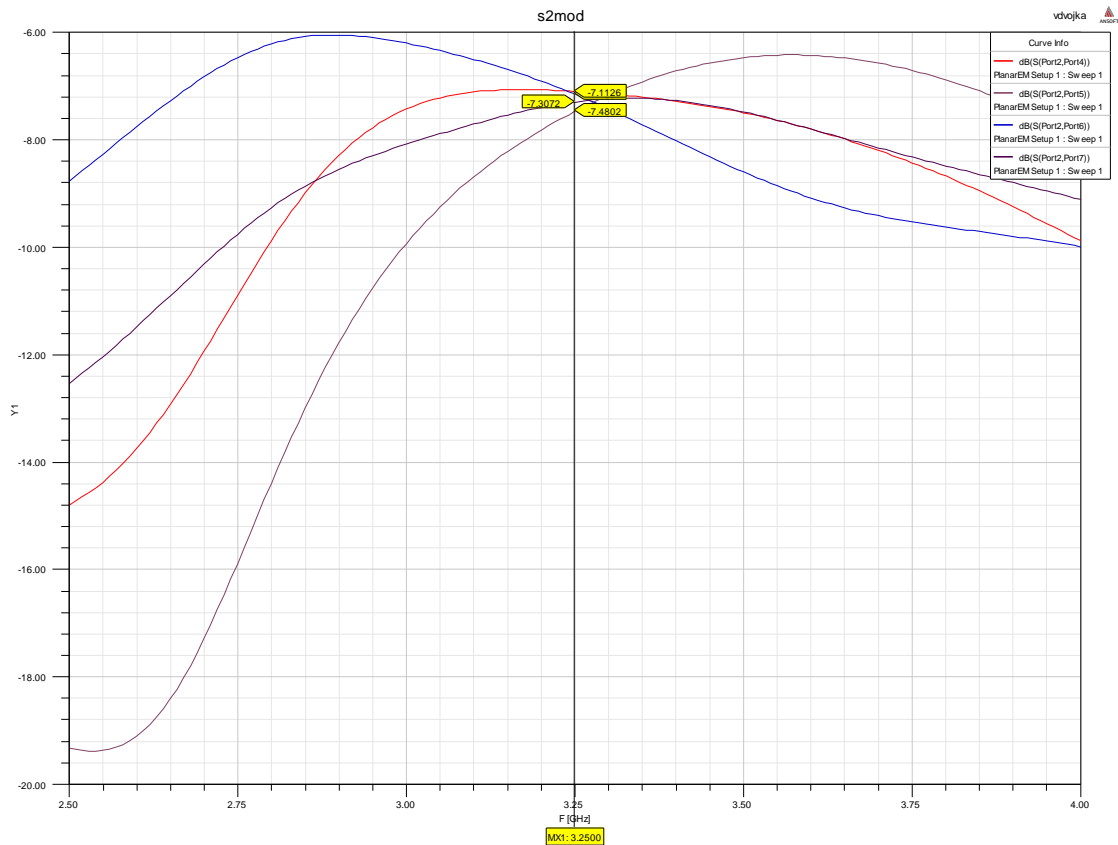
Tab. 2.3 Základní parametry návrhu mikropáskového šestibranu

Parametr	Velikost	Popis
A	13.4mm	Délka příčného ramena odbočnice (50 Ohm)
B	13.8mm	Délka podélného ramena odbočnice (35 Ohm)
w35	4.94mm	Šířka vedení 35,36 Ohm
w50	2.88mm	šířka vedení 50 Ohm
w70	1.54mm	Šířka vedení 70 Ohm
H	1mm	Izolační vzdálenost mezi a polokružnicí vedením
Rd	3.632mm	Poloměr polokružnice ramena
Rd	3.6319mm	Poloměr polokružnice ramena děliče
L	11.41mm	Celková délka ramena děliče
lctvr50	12.35mm	Délka čtvrtvlnného 50 Ohm přívodního vedení
Rp	4.1mm	Poloměr čtvrtkružnic mezi odbočnicemi
diffL	2.90973mm	Délka spojnice mezi čtvrtkružnicí a odbočnicí

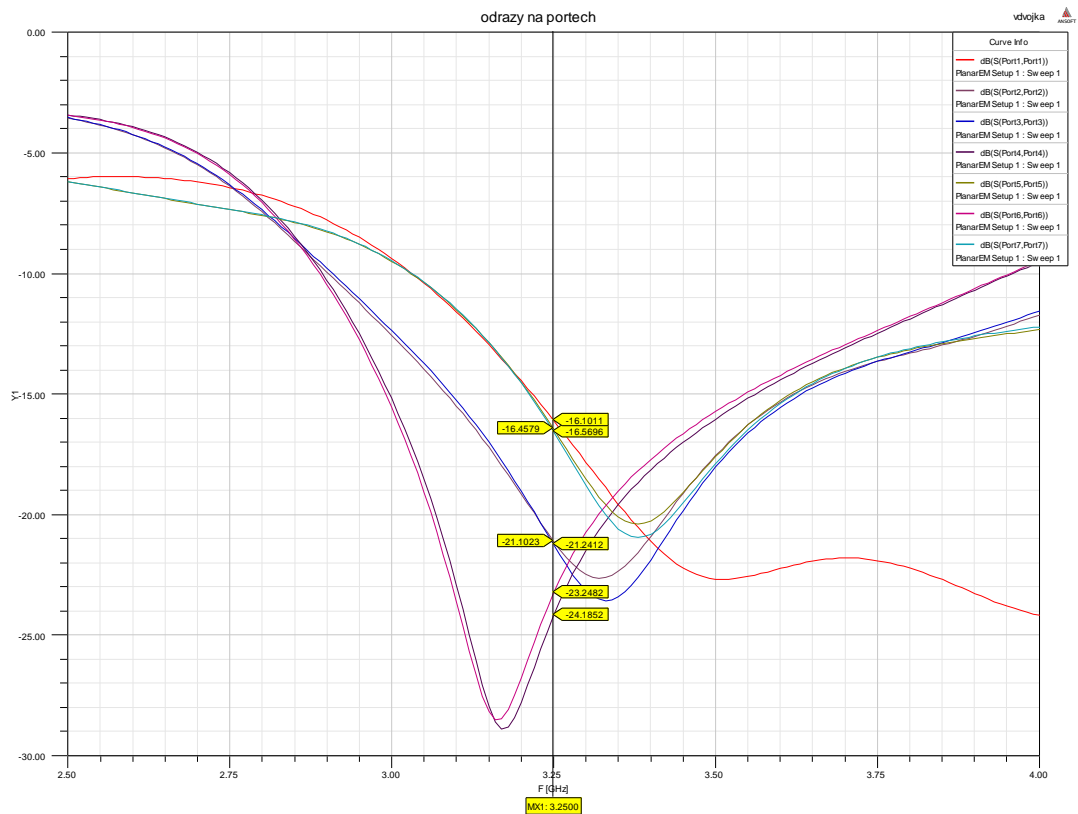
Na následujících obrázcích (Obr. 2.14 až Obr. 2.17) lze vidět parametry navrženého šestibranu z EM simulátoru. Na některých ukazatelích (angl. markerech) jsou viditelné parametry struktury pro pracovní kmitočty. Z těchto čísel vyplývá, že vlastní přenos mezi vstupem branami a výstupem má větší útlum než v případě SIWu, avšak izolace mezi branami a vlastní odrazy na branách (nepřizpůsobení) je daleko menší.


Obr. 2.14 Parametry šestibranu z mikropáskového vedení – Přenos mezi LO a mod. branami

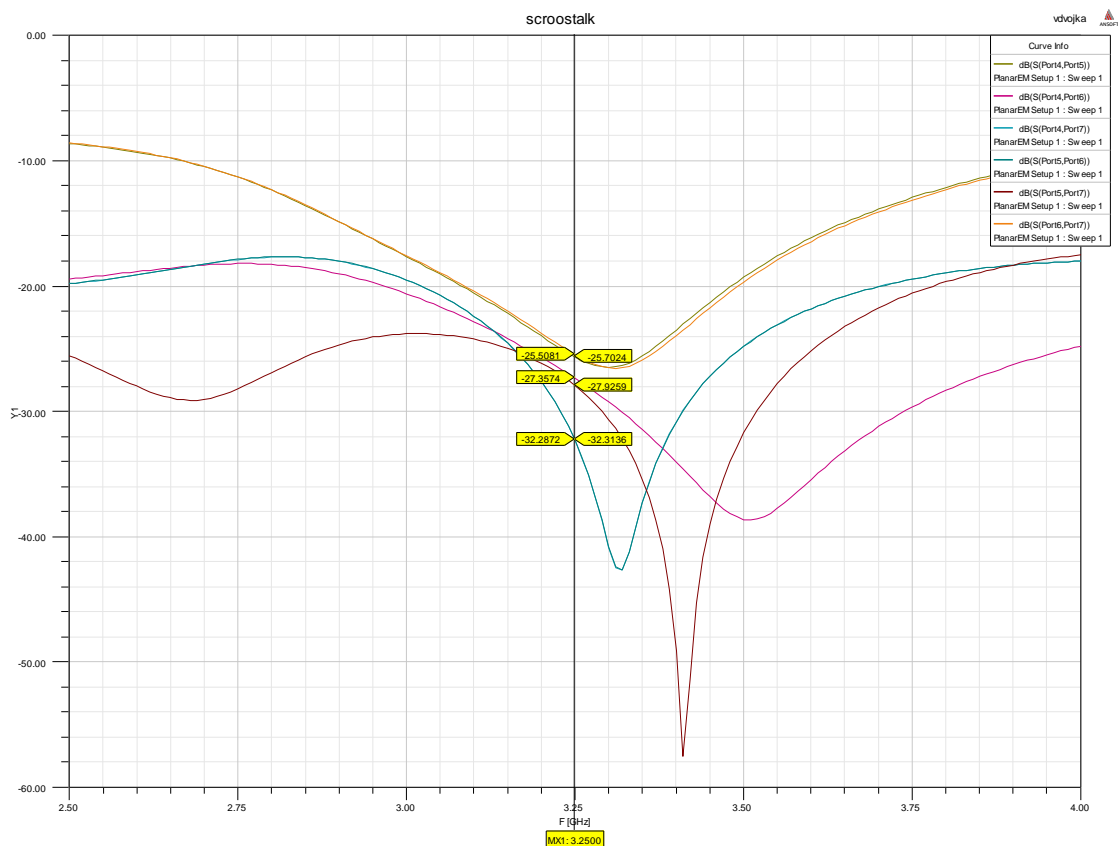
Mikrovlňné modulátory na bázi sixportů



Obr. 2.15 Parametry šestibranu z mikropáskového vedení – Přenos mezi OUT a mod. branami

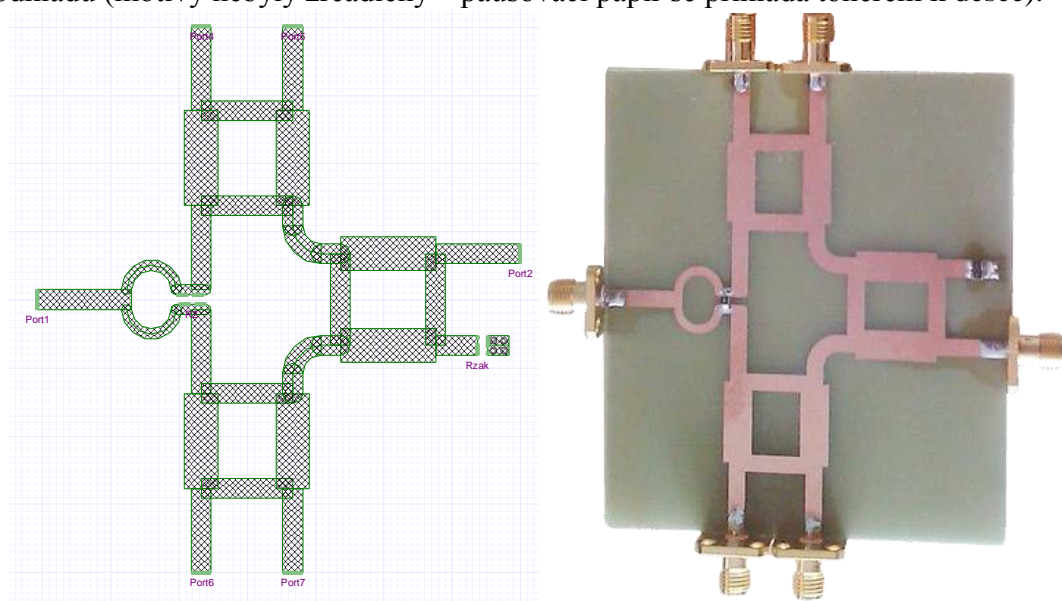


Obr. 2.16 Přenosové parametry šestibranu z mikropáskového vedení – odrazy na portech



Obr. 2.17 Přenosové parametry šestibranu z mikropáskového vedení – přeslechy mezi mod. branami

Jako druhý pokusný obvod s mikropáskovou strukturou byl vytvořen šestibran s integrovaným $50\ \Omega$ zakončením. Základní parametry jsou totožné jako u předchozí verze (detaily v Tab. 2.4), pouze jedno rameno určené pro zátěž je zkráceno a zatíženo $50\ \Omega$ rezistorem (v realizaci jsou použity dva rezistory $100\ \Omega$), viz. Obr. 2.18. Jak je na Obr. 2.18 viditelné, realizace struktury je zrcadlově opačná chybným návrhem podkladů (motivy nebyly zrcadleny – pausovací papír se přikládá tonerem k desce).

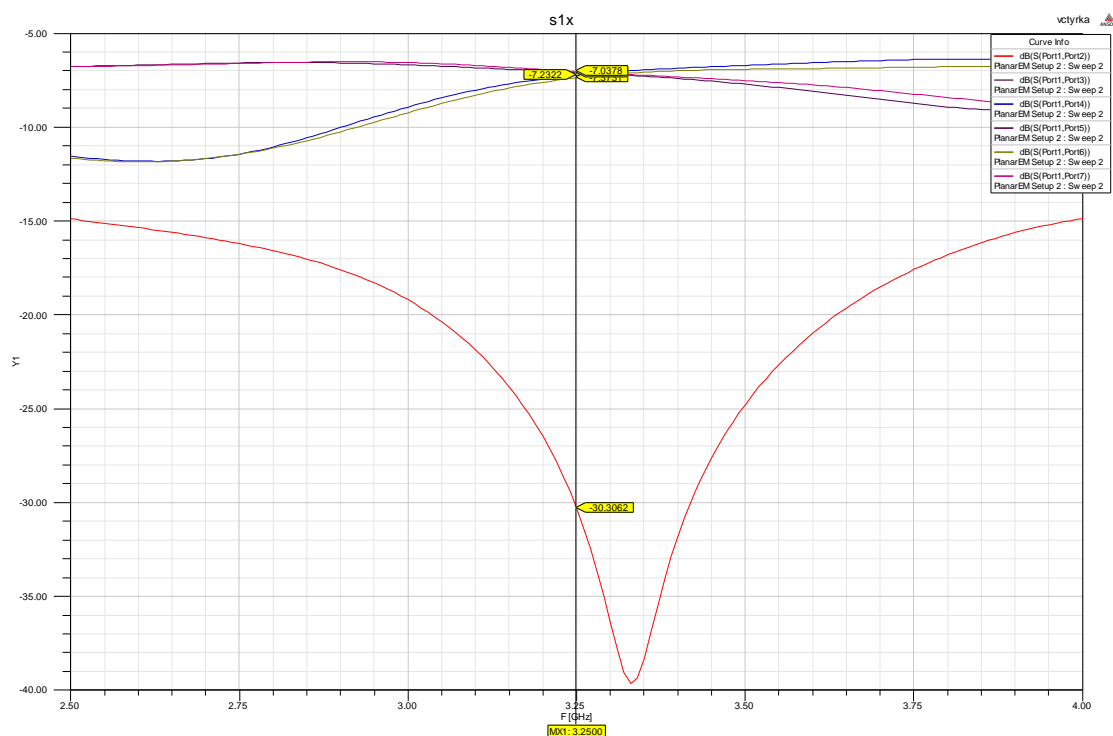


Obr. 2.18 Návrh struktury šestibranu s integrovanou $50\ \Omega$ zátěží a jeho realizace

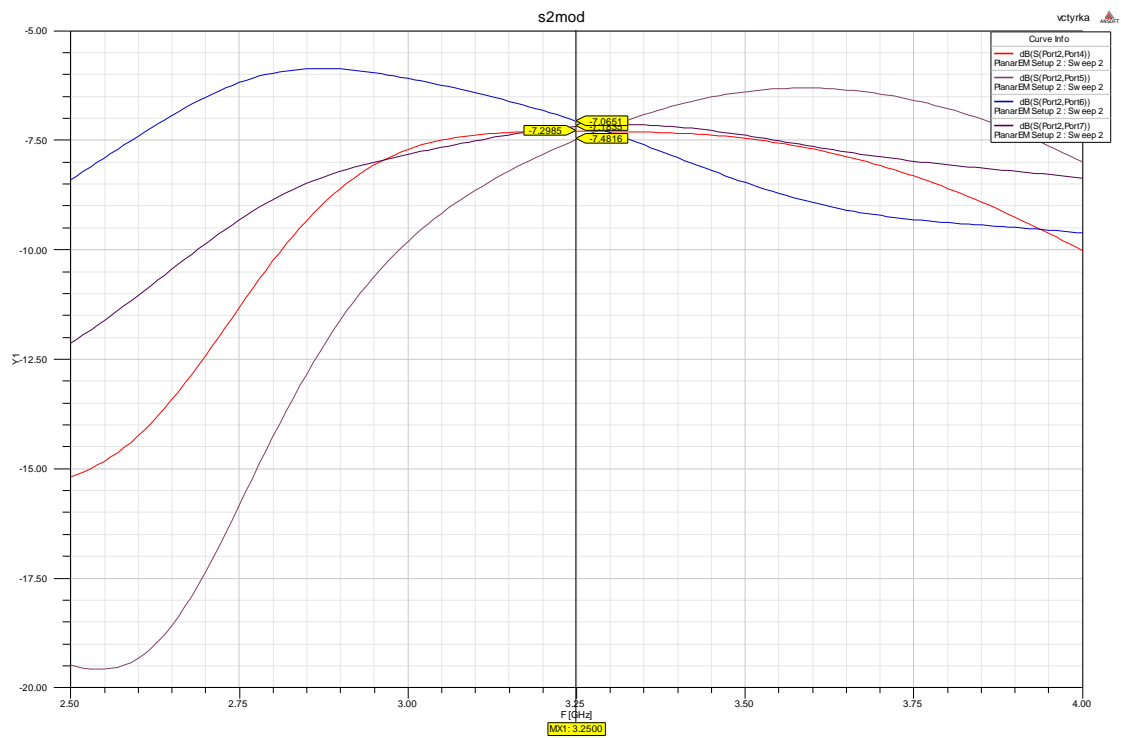
Tab. 2.4 Základní parametry návrhu mikropáskového šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží

Parametr	Velikost	Popis
A	13.4mm	Délka příčného ramena odbočnice (50 Ohm)
B	13.95mm	Délka podélného ramena odbočnice (35 Ohm)
W35	4.94mm	Šířka vedení 35,36 Ohm
W50	2.9mm	šířka vedení 50 Ohm
W70	1.54mm	Šířka vedení 70 Ohm
H	1mm	Izolační vzdálenost mezi a polokružnicí vedením
rd	3.632mm	Poloměr polokružnice ramena
rp	4.1mm	Poloměr čtvrtkružnic mezi odbočnicemi
L	11.41mm	Celková délka ramena děliče
lctvr50	12.35mm	Délka čtvrtvlnného 50 Ohm přívodního vedení
dira	0.8mm	Průměr modelovaného prokovu
ldira	1.45mm	Vzdálenost prokovů od středu mikropásku
lsmd	1.5mm	Vzdálenost mikropásků pro montáž zátěže (rezistorů)
diffL	2.90973mm	Délka spojnice mezi čtvrtkružnicí a odbočnicí

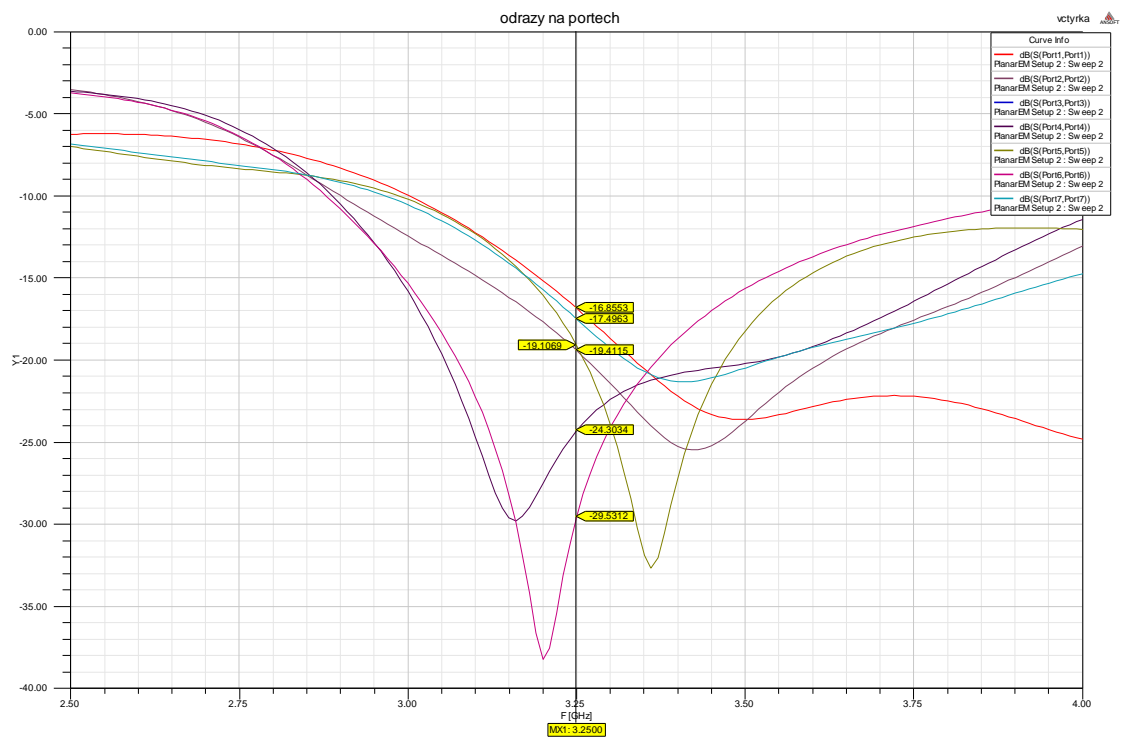
Na následujících obrázcích (Obr. 2.19 až Obr. 2.22) jsou zobrazeny výsledky simulací obvodu. Zde platí totéž, co pro předchozí mikropáskovou strukturu a to, že izolace jsou na pracovní frekvenci a v jejím okolí lepší než pro SIW avšak vlastní vnitřní útlum je daleko větší (rozdíl je cca 0,4 až 0,7dB)


Obr. 2.19 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – Přenos mezi LO a mod. branami

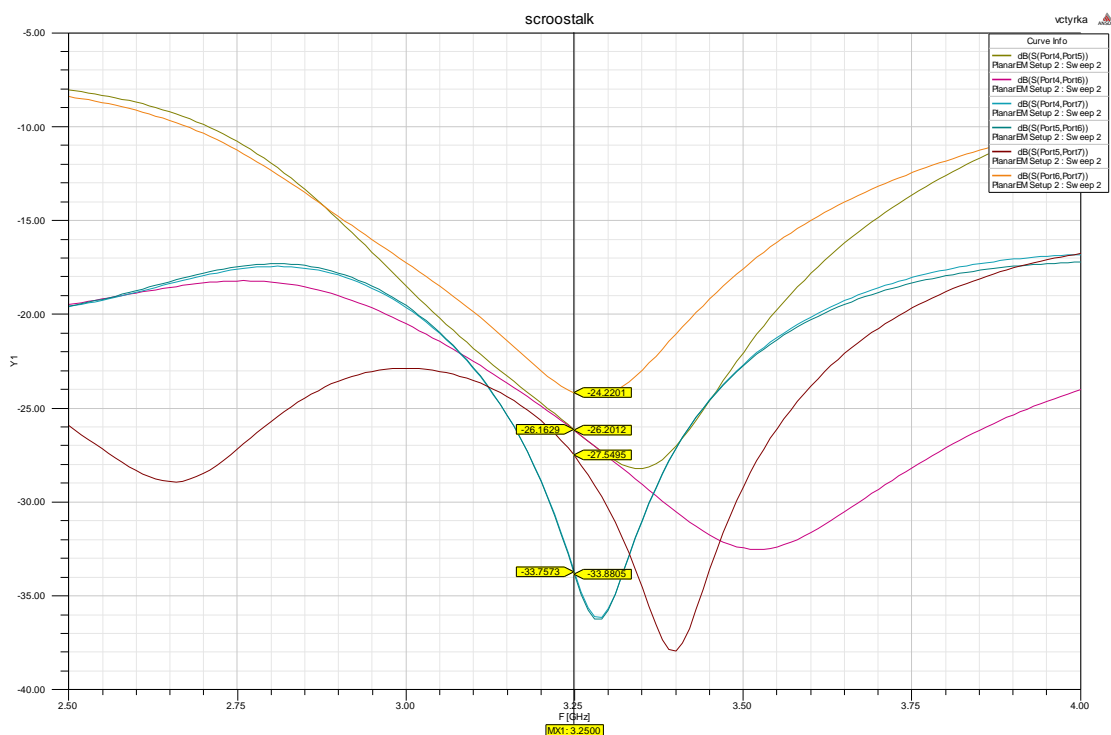
Mikrovlnné modulátory na bázi sixportů



Obr. 2.20 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – Přenos mezi OUT a mod. Branami



Obr. 2.21 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – vlastní odrazy na portech



Obr. 2.22 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – přeslechy mezi mod. branami

2.3 Porovnání návrhů s měřením

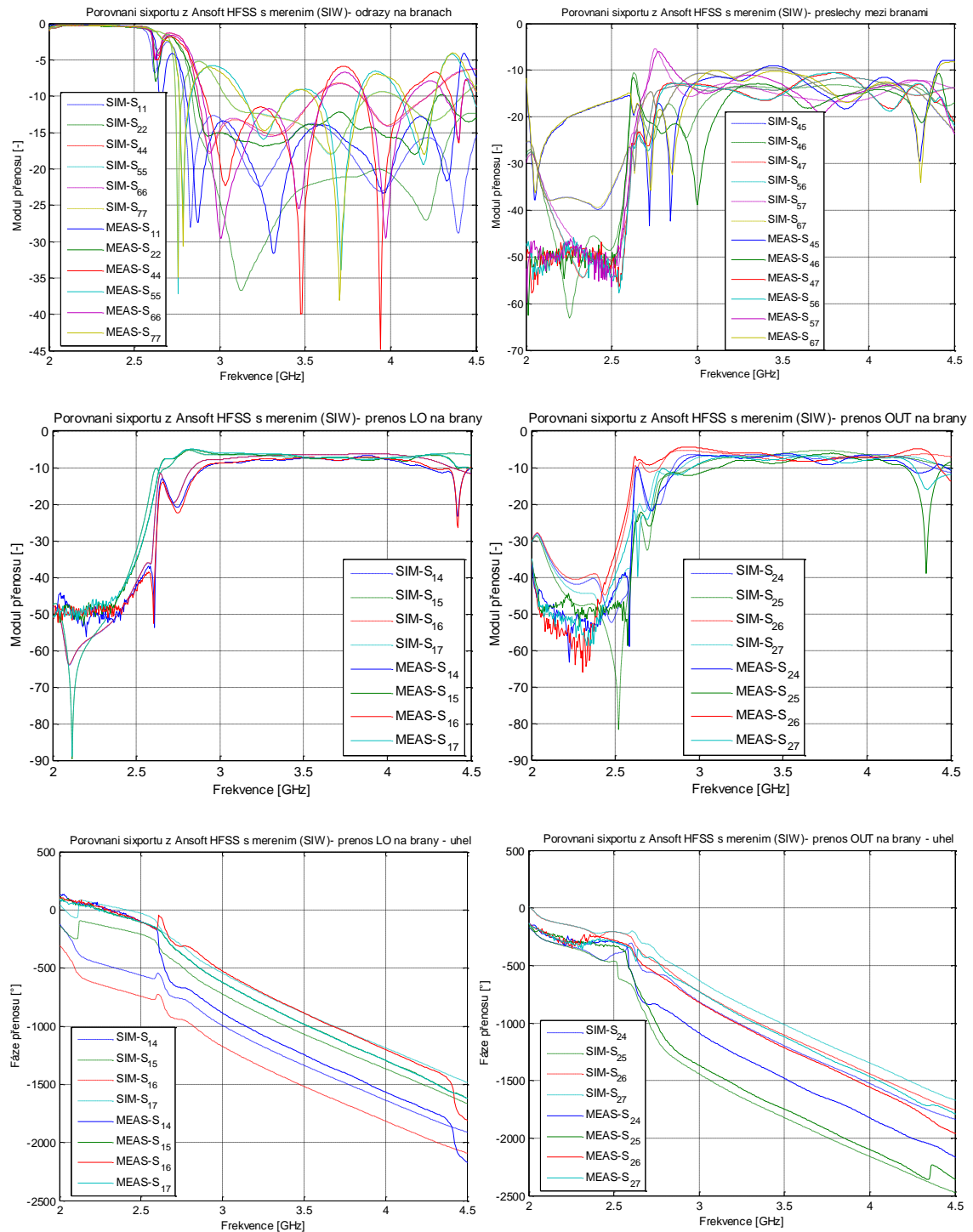
Všechny tři výše uvedené šestibranu byly realizovány (výroba proběhla v dílně URELu, včetně vrtání SIW šestibranu a jeho prokovení) a následně změřeny na více-portovém analyzátoru Agilent® E5071C. Aby bylo možné výsledky měření porovnat se simulacemi, byla data vygenerována do Touchstone formátu (sXp), který byl následně zpracován pomocí programu MATLAB®. Na následujících stranách jsou zobrazeny pouze některé křivky (tj. výběr těch pro první kvalitativní porovnání důležitých, např. fáze jsou zobrazeny pouze pro přenos ze vstupu „LO“ na modulační brány a dále z modulačních bran na výstup).

Pozn. Vlastní měření na vektorovém analyzátoru využívalo všechny 4 kanály, aby bylo možno změřit všechny kombinace, bylo nutno udělat více měření (ostatní brány byly zakončeny 50 Ω). Měření byly celkem tři (bylo měřeno pouze šest bran, brána 3 byla zakončena ve všech případech 50 Ω) a to v tomto pořadí:

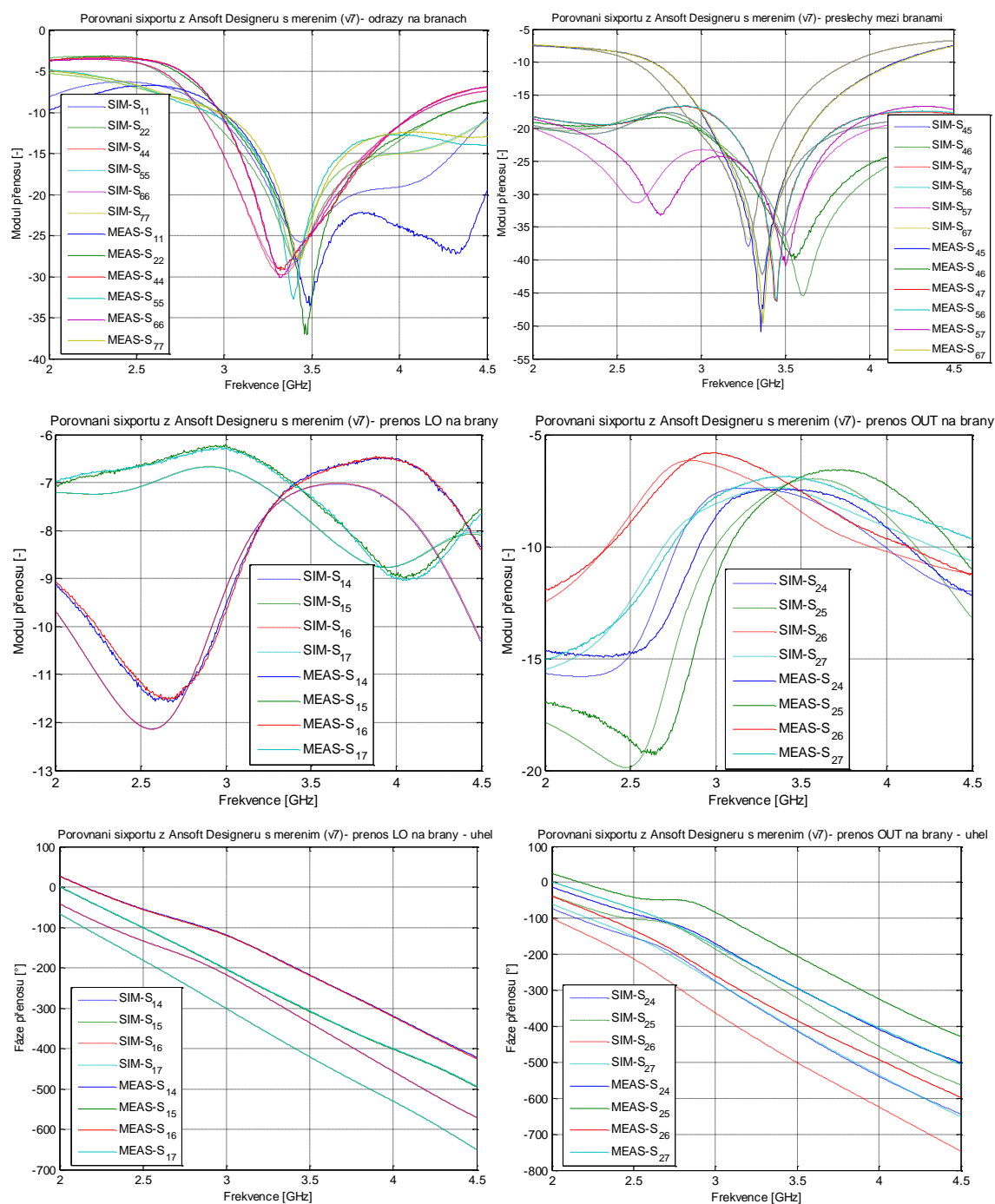
- Vstup, výstup a modulační brány „4“ a „5“.
- Vstup, výstup a modulační brány „6“ a „7“.
- Všechny modulační brány mezi sebou.

Data pro bránu „3“ (v případě, že zátěž není integrována – tj. verze „v50R“), která má být přizpůsobena byla v matici doplněna na 0, jelikož nebyla obsažena v měření. Tím je bohužel v dalších kapitolách znemožněno vypočítat přenos i pro tuto bránu.

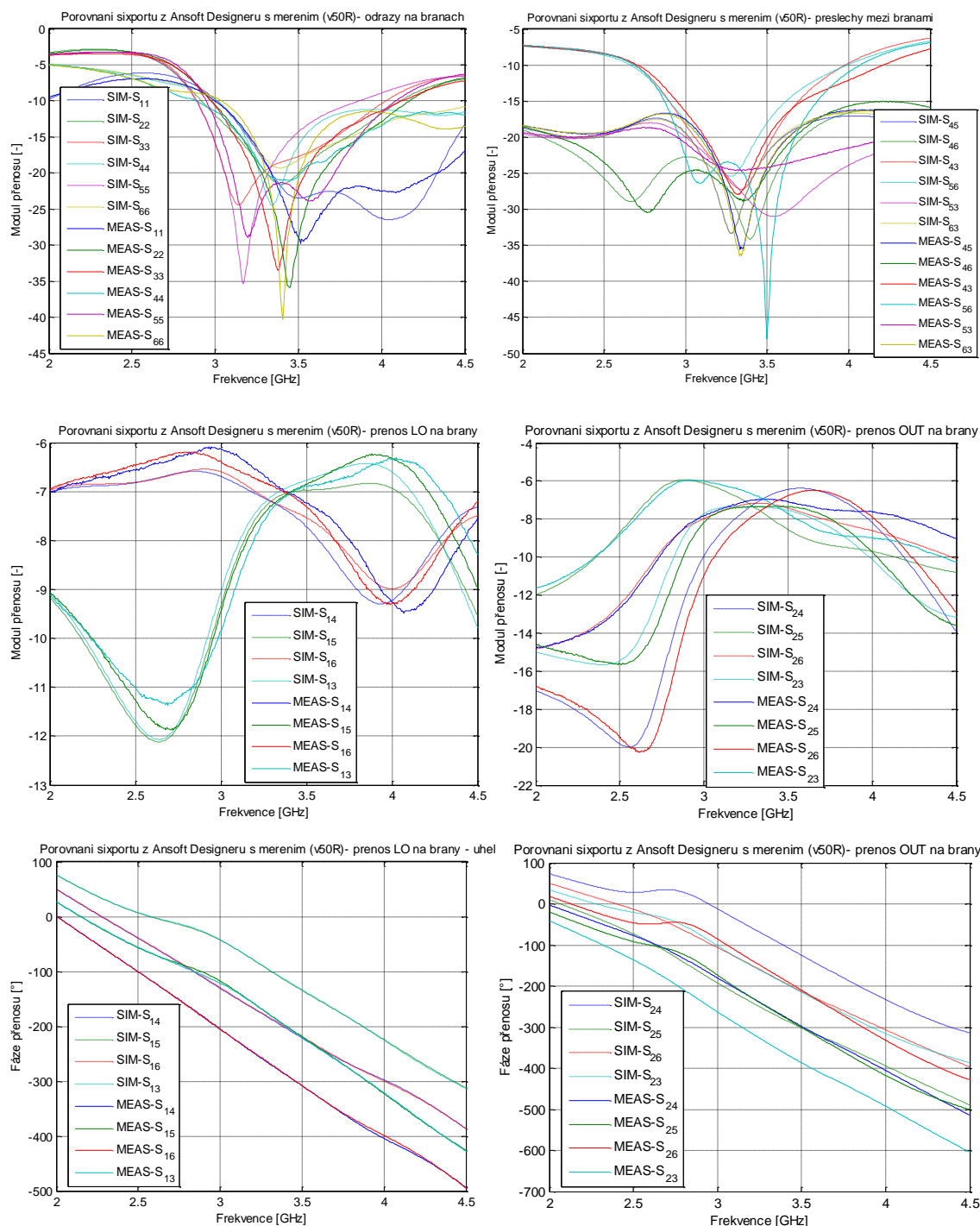
Mikrovlnné modulátory na bázi sixportů



Obr. 2.23 Porovnání parametrů realizace a simulace SIW šestibranu



Obr. 2.24 Porovnání parametrů realizace a simulace mikropáskového šestibranu



Obr. 2.25 Porovnání parametrů realizace a simulace mikropáskového šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží

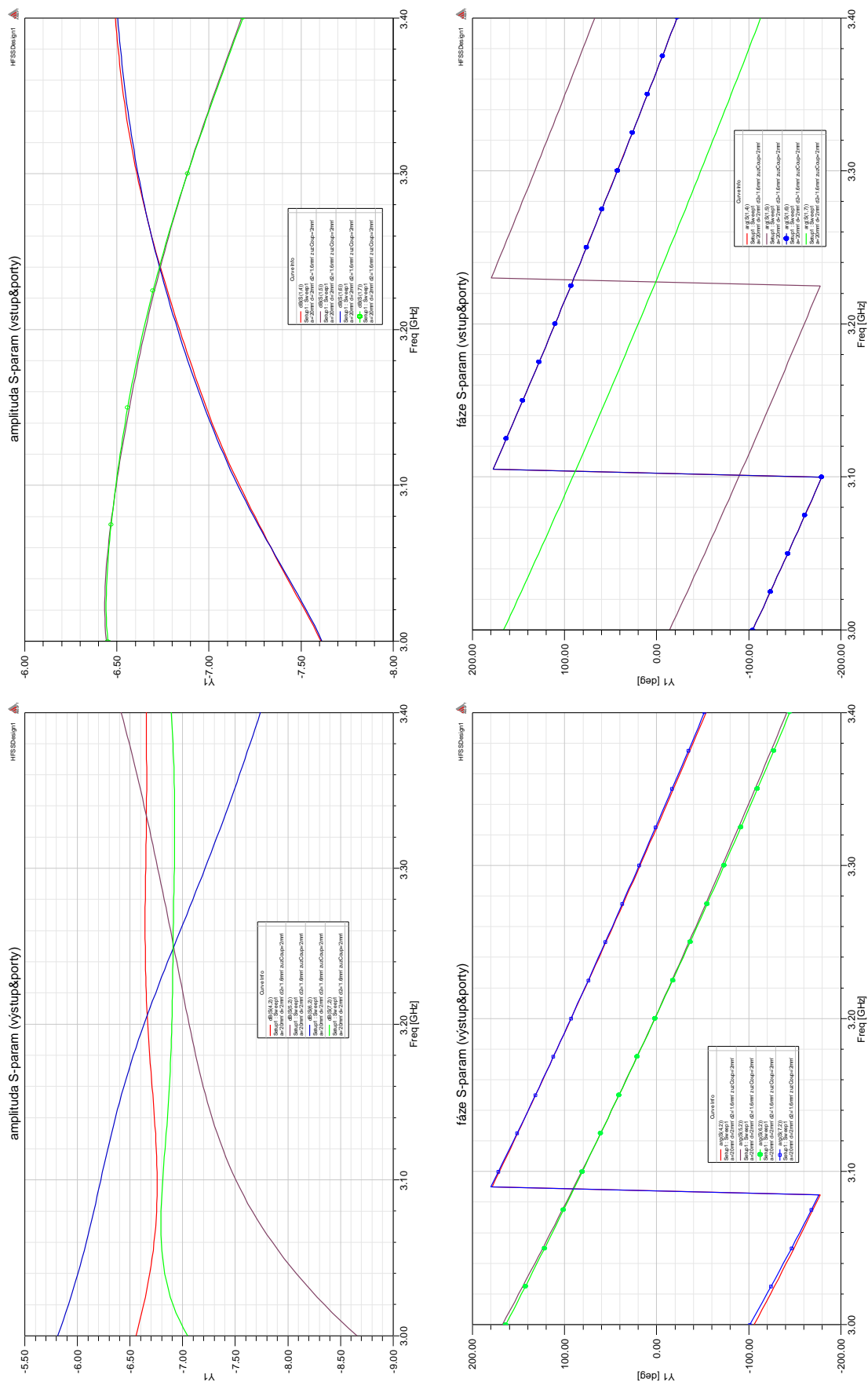
2.4 Citlivost six-portu na změnu parametrů

Jak bylo ukázáno porovnáním realizace a simulace SIW šestibranu, je tato struktura velmi citlivá na změnu parametrů. Aby bylo zřetelné, jak mnoho ovlivní změna fyzických parametrů modulátoru výsledné S-parametry, byla provedena série simulací, kde byly změněny vybrané parametry pro strukturu navrženou na obr. 8a.

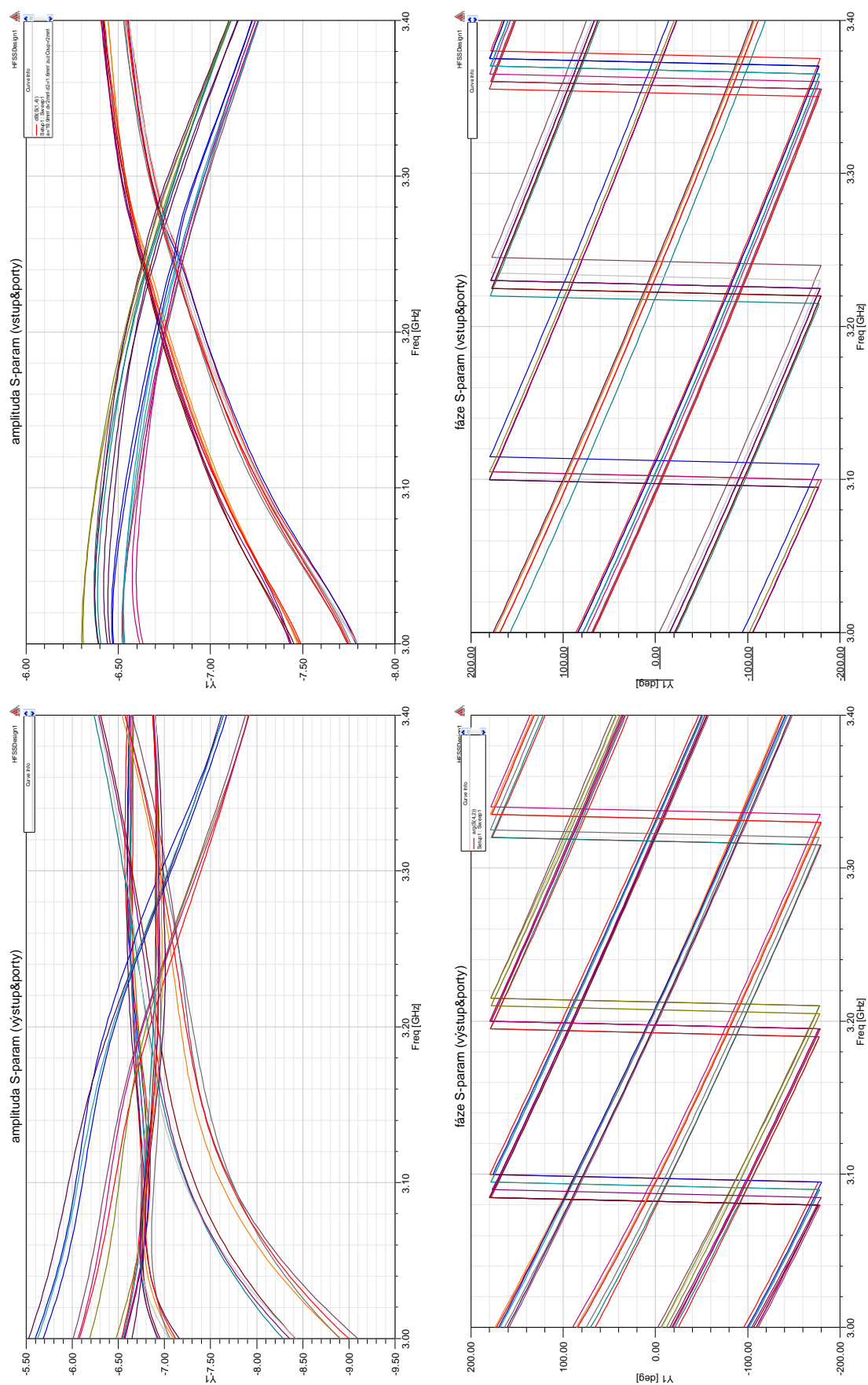
Tab. 2.5 (značení portů odpovídá obr. 8a.) a na obr. 28. a 29. jsou prezentovány změny S-parametrů mezi vstupem a modulačními porty (horní polovina obrázku) a mezi výstupem a modulačními porty (dolní polovina obrázku), pokud se ve struktuře změní jeden rozměr. Vybrané rozměry byly zmenšeny a zvětšeny o hodnotu 0,1 mm (tj. 0,33% z $\lambda = 29,65\text{mm}$). Rozmítána byla šířka vlnovodu, velikost okrajových děr, velikost zmenšených děr ve vazebním členu a zúžení vazebního členu.

Tab. 2.5 S-parametry SIW šestibranu při rozmítání na frekvenci 3.2 GHz

originál (tab. 1.)	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,83	-6,65	-6,84	-6,65	-7,06	-6,89	-6,66	-6,63
Fáze [°]	110,2	20,1	110,2	-159,9	1,9	93,1	92,9	2,3
a = 19,9mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,96	-6,54	-6,96	-6,54	-6,36	-6,98	-6,71	-7,26
Fáze [°]	118,7	28,5	-61,4	-151,6	-169,7	-79,1	101,6	-170,1
a = 20,1mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,72	-6,75	-6,72	-6,76	-6,84	-6,87	-6,67	-6,82
Fáze [°]	-77,0	-167,3	-77,1	12,9	174,8	-94,2	92,9	175,2
d = 1,9mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,76	-6,69	-6,77	-6,71	-6,75	-6,90	-6,66	-6,93
Fáze [°]	-75,5	-165,6	-75,4	-165,6	-2,3	88,9	88,7	178,0
d = 2,1mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,91	-6,59	-6,91	-6,59	-6,45	-6,96	-6,69	-7,17
Fáze [°]	-63,1	26,9	-63,2	26,6	6,8	-82,2	98,2	6,7
d ₂ = 1,5mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,93	-6,53	-6,94	-6,55	-6,41	-6,96	-6,63	-7,3
Fáze [°]	109,1	-161,1	119,1	-161,1	-1,1	-89,6	90,4	-0,8
d ₂ = 1,7mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,73	-6,74	-6,73	-6,74	-6,80	-6,89	-6,72	-6,80
Fáze [°]	112,2	22,2	-67,7	-157,8	-174,2	-83,5	96,7	-174,2
a _{delta} = 1,9mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,74	-6,72	-6,75	-6,73	-6,76	-6,93	-6,68	-6,88
Fáze [°]	109,3	-161,0	-70,8	-160,9	179,6	90,5	90,7	179,5
a _{delta} = 2,1mm	S ₁₄	S ₁₅	S ₁₆	S ₁₇	S ₄₂	S ₅₂	S ₆₂	S ₇₂
Amplituda [dB]	-6,92	-6,56	-6,93	-6,57	-6,44	-6,92	-6,67	-7,23
Fáze [°]	-67,8	20,0	-67,9	21,9	5,3	-83,6	96,4	5,4



Obr. 2.26 Vybrané parametry z navrhovaného SIW sixportu (značení portů neodpovídá obr. 8a)



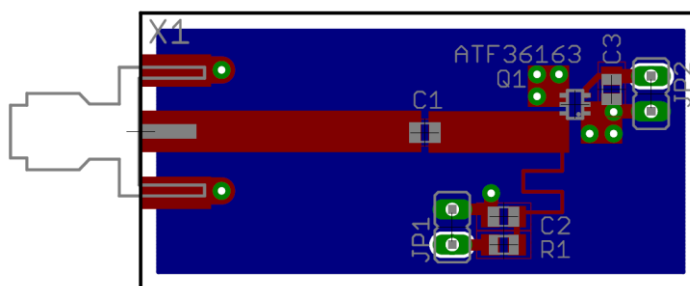
Obr. 2.27 Změny s-parametrů SIW šestibranu při rozmitání vybraných parametrů

2.5 Ideový návrh variabilních impedancí

Pro prvotní návrh byly zvoleny dvě verze variabilních zátěží pro testování. V první variantě je jako aktivní prvek použit mikrovlnný tranzistor ATF36163 (1.5–18 GHz Surface Mount Pseudomorphic HEMT) a v druhé je použita PIN dioda BAP70.

Deska byla navržena jako univerzální pro testování obou variant (deska obsahuje 3 totožné moduly, každý z modulů je zobrazen Obr. 2.28). Vedení je odděleno stejnosměrně kondenzátorem C1, napájení je přivedeno z konektoru JP1 (blokováno C2) přes napájecí meandr na „source“ pin tranzistoru (R1 zajišťuje omezení proudu). Hradlo (Gate) pin tranzistoru je řídicí a bude připojen na řídicí napětí konektorem JP2.

Druhá varianta obsahuje namísto tranzistoru PIN diodu zapojenou v závěrném směru proti zemi. Zde není osazen konektor JP2 a řídicí napětí se přivádí na konektor JP1 (rezistor R1 a kondenzátor C2 zůstávají pro nastavení maximálního proudu v propustném směru).



Obr. 2.28 Návrh proměnné zátěže - zvětšeno

Jak bylo zjištěno pozdějším měřením se zátěžemi, meandr pro stejnosměrné napájení není navržen dobře (není naladěn přesně). Díky tomuto byl v tomto zapojení na výstupu „vidět“ odraz od kondenzátoru C1 (samozřejmě s útlumem). Tento odraz byl pro některá napětí na tranzistoru vyšší než vlastní odraz říditelného prvku (který byl tímto maskován), takže rozsah změny byl velmi malý.

Z tohoto důvodu bylo napájení nutné vyřešit zcela jinak. Tento návrh nebyl před výrobou simulován (vznikl dříve než mikropáskový šestibran, v době kdy jsem nepoužíval žádný 2,5D návrhový software) z důvodu jeho jednoduchosti a možnosti výpočtu na papíře. K opravě této chyby, aby bylo umožněno první měření, zjišťování parametrů některých řešení a předvýběr součástek pro finální měření proměnných zátěží byly provedeny tyto úpravy umožňující statická měření odrazů na VNA:

- Pro zátěž s diodou byla do napájecího (biasovacího) obvodu přidána tlumivka (mezi 50 Ω vedení a meandr), která zajistila dokonalejší oddělení od střídavého signálu, ale znemožnila měření s jiným než DC nebo signálem
- Pro zátěž s tranzistorem byl kondenzátor C1 nahrazen propojkou (SMD rezistor velikosti 0R) a vlastní meandr byl odškrábán. Zde je využito faktu, že DC složka na výstupu SIW je nulová a zvolené typy tranzistorů nevyžadují pro zamýšlené použití DC biasování.

2.6 Ideový návrh hardware vysílací části

Pro základní experimenty připadají v úvahu dvě možnosti řešení hardware pro generování řídicích signálů pro proměnné impedance.

První idea spočívá v použití softwarového rádia Ettus Research™ USRP N200 (dostupné v laboratořích pro výuku signálů) s modulem BasicTX (0 – 250 MHz), nebo LFTX (0 – 30 MHz), který by byl použit v base-bandu pouze jako velmi rychlý převodník dat na analogový signál (podrobnosti a parametry lze najít v [37], [38] a [39]). Tento návrh má hlavní nevýhodu v nedostatečném počtu výstupů, které jsou potřeba čtyři. Po softwarovém oddělení výstupů část I a Q (vlastní rádio obsahuje dva DAC převodníky, každý pro jednu složku signálu), by bylo potřeba použít dvě rádia, která by musela být synchronizována. Hlavní výhodou tohoto řešení spočívá v jednodušším ovládní, kde by bylo možno pomocí nástroje LabView® generovat a posílat data do zařízení a využít dostupného HW.

Druhou myšlenkou je kompletní jednoúčelové hardwarové řešení s hradlovým polem (FPGA např. na vývojovém kitu) a čtyř DAC převodníků. Toto řešení je daleko složitější z časového hlediska jak návrhem hardwaru (deska s převodníky) tak i návrhem SW ačkoliv pro základní měření by stačilo vytvořit program, který generuje náhodná data, která zpracovává (filtrace) a odesílá na DAC převodníky.

V prvotním návrhu není počítáno se zpětnovazebním obvodem pro předkreslení. Důvody, krom zvýšené náročnosti v oblasti HW (minimálně by bylo třeba třetí rádio pro demodulaci, samozřejmě synchronizované s hlavním oscilátorem) a SW jsou, že v prvotní fázi by mohlo být vyzkoušeno, zda je možné předkreslení provést jen pomocí koeficientů tj. např. look-up tabulkou, která bude brát v potaz parametry jak šestibranu, tak i zátěží, jejichž nedokonalosti se bude snažit korigovat (tato varianta nepočítá se zkreslením koncového stupně).

2.7 Závěr

V této části práce je popsána hardwarová část řešení jak dvou různých šestibranů, tak je zde uvedeno alespoň principiální schéma zátěží a možnosti buzení pomocí USRP.

Experimentální návrhy šestibranů jsou modelovány na modulační (pracovní) frekvenci 3,20 GHz (SIW) a 3,25 GHz (mikropásková realizace). Rozptylové parametry jednotlivých šestibranů byly změřeny pomocí čtyřportového vektorového analyzátoru, (zakoupeným v rámci projektu SIX). Naměřená data pro jednotlivé kombinace vstupů a výstupů (zbylé výstupy byly přizpůsobeny 50 Ohm vedením), generována v Touchstone formátu, byla v Matlabu® porovnána a následně spojena do souboru obsahujícím informace o všech vazbách šestibranu (v s6p nebo s7p formátu), se kterým se bude v následujících kapitolách pracovat. Výsledky měření a simulace jsou porovnány v kapitole 2.3. Z důvodu zjištění odchylky mezi měřením a simulací SIW šestibranu byla provedena také jednoduchá citlivostní analýza, která je uvedena v kapitole 2.4.

Aby bylo možno porovnat (zejména pro další simulace a experimenty) ne příliš povedenou strukturu navrženou na SIW technologii, a to zejména pro přeslechy mezi jednotlivými branami, obsahuje tato část i návrh struktury na mikropásku, která byla navržena až později (během práce na následující kapitole). U této struktury, jak bylo ověřeno i měřením, již nejsou tak velké přeslechy a mělo by být možno počítat tvarovou

i základní modulaci s jednoduššími (resp. základními pokud bereme v úvahu posuv fáze mezi vstupem a výstupem) modely (rovnicemi) čímž by se mělo zjednodušit odladění jak modulu zátěží, tak modulu pro jejich řízení.

Struktura, která má zajišťovat variabilní zátěže byla pouze ideový návrh, který bohužel nefungoval dle očekávání. Z tohoto důvodu byl po prvotních testech podroben analýze v simulátoru (Ansoft Desinger®, ve kterém byl později navržen mikropáskový šestibran). Aby bylo možno provést první porovnávání dostupných zátěží (dva druhy PIN diod a dva druhy tranzistorů) byly na desce provedeny úpravy popsané výše. Z tohoto návrhu vznikl návrh zátěží s tranzistory, který je popsán níže a je mu věnována poslední kapitola této práce.

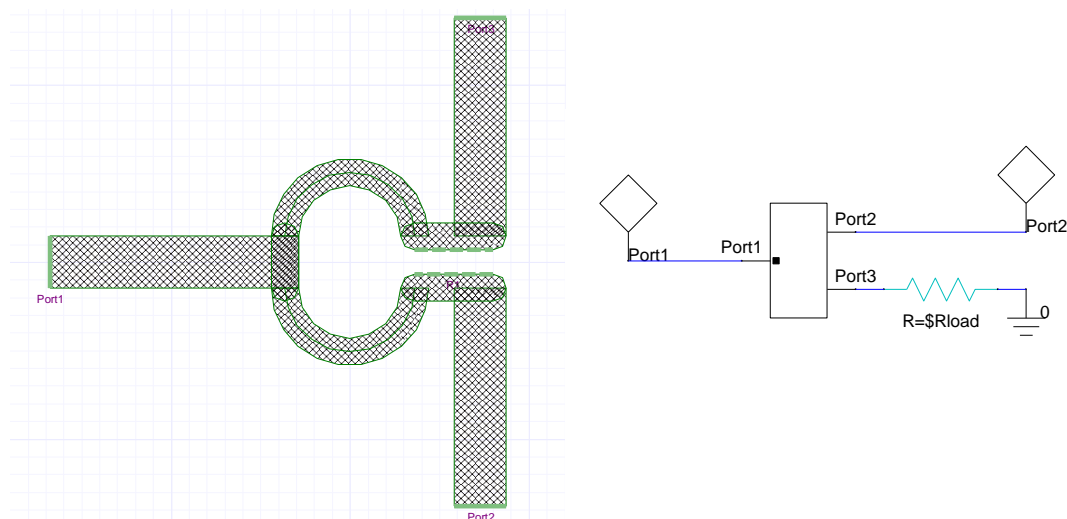
Z důvodu již dostupného hardware a mé znalosti programování (pokud se to tak dá nazvat, jedná se spíše o spojování bloků) v LabView® jsem vybral variantu buzení využívající softwarové rádio. Bohužel jsem se k tomuto „závěrečnému“ experimentu již nedostal.

3 Hledání přenosové funkce six-portu

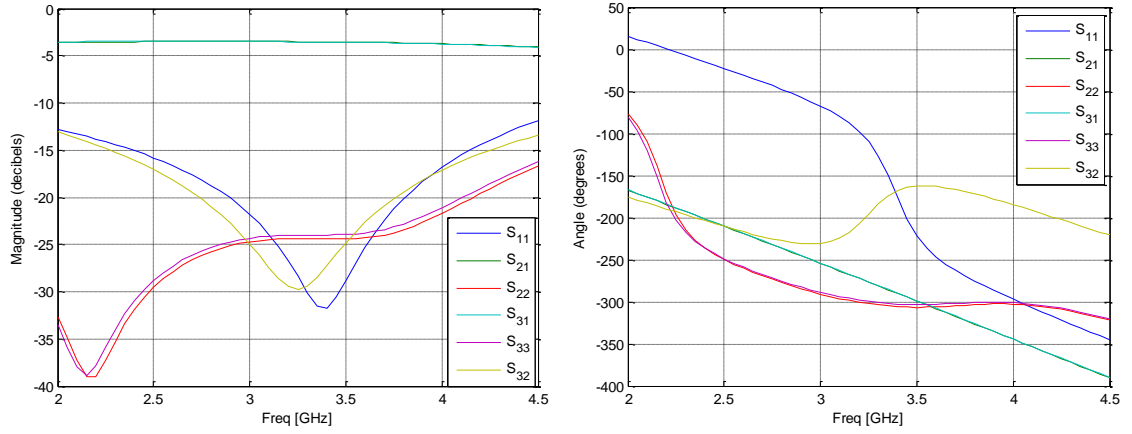
Druhým cílem této práce je odvození vzorců pro výpočet přenosu modulátorů (resp. přesněji struktur) uvedených v minulé kapitole. Tyto vzorce by do výsledku měli zanechat daleko menší nepřesnosti než výchozí vzorec (1.7), uvedený v úvodu práce a které v dalších částech použity např. pro výpočty optima jednotlivých impedancí, aby bylo dosaženo požadovaného stavového diagramu. Pro zjednodušení a lepší pochopení, které parametry jsou důležité a neměli by být zanedbány je postup získávání vzorců z měřených s-parametrů ukázán a vysvětlen nejprve na jednoduchém trojbranu, od kterého se postupně dostaneme k šestibranu.

3.1 Odvození přepočtu s-parametrů pro jednoduchý trojbran

Jako trojbran pro ověření teoretického výpočtu vlivu ne-přizpůsobení jedné brány na ostatní je zde uveden vstupní dělič z mikropáskového šestibranu, viz. Obr. 3.1, jehož data (z programu EM Designer®) byla exportována do Touchstone formátu. Pro prvotní ověřování byl použit program Ansoft Designer, kde byl z tohoto souboru vytvořen model, k jehož jedné bráně byla připojena proměnná impedance (parametricky rozmítána, Obr. 3.1 vpravo). Pro jednotlivé impedance byly simulovány charakteristiky pro zbývající porty a přenos mezi nimi. Základní charakteristiky děliče výkonu (angl. power divider, též lze použít české slovo rozbočovač) jsou vidět na Obr. 3.3.



Obr. 3.1. 2.5D model rozbočovače (vlevo) a schéma pro simulaci nepřizpůsobení (vpravo)



Obr. 3.2. S-parametry rozbočovače: amplitudy (vlevo) a fáze (vpravo)

Po připojení zátěže na jeden z portů vznikne v případě nepřizpůsobení (tj. v případě, že $Z_{\text{port}} \neq Z_z$) odraz. Velikost a fáze odražené vlny je definována vzorcem (3.1).

$$\Gamma = \frac{Z_z - Z_{\text{port}}}{Z_z + Z_{\text{port}}} \quad a \quad Z_{\text{port}} = 50 \cdot \frac{1 + s_{xx}}{1 - s_{xx}}, \quad (3.1)$$

kde je impedance zátěže a s_{xx} je činitel odrazu (přizpůsobení) portu x .

Tento odraz způsobí, že vlna přivedená ze vstupního portu nepokračuje dále do zátěže, ale odrazí se zpět a ovlivní amplitudu následující vlny (sečte se s ní). Z hlediska zbylých dvou vstupních brán se ale obvod již nechová stejně jako v případě přizpůsobených portů. V případě, že není přizpůsoben port 3 mění se jak činitel odrazu vstupu a výstupu – tj. parametry s_{11} a s_{22} , tak i parametr přenosu mezi vstupem a výstupem s_{21} (a samozřejmě i s_{12}). Následující rovnice jsou ukázkou případu, kdy není přizpůsoben port s_{33} , nové parametry mohou být počítány dle následujících vztahů (3.2a až 3.5a), kde je zanedbán vlastní odraz brány a nebo (3.2b až 3.5b).

$$s_{1\text{new}} = s_{11} + s_{13} \cdot s_{31} \cdot \Gamma_{33}, \quad (3.2a)$$

$$s_{1\text{new}} = s_{11} + \frac{s_{13} \cdot s_{31} \cdot \Gamma_{33}}{1 - s_{33} \cdot \Gamma_{33}}, \quad (3.2b)$$

$$s_{12\text{new}} = s_{12} + s_{13} \cdot s_{32} \cdot \Gamma_{33}, \quad (3.3a)$$

$$s_{12\text{new}} = s_{12} + \frac{s_{13} \cdot s_{32} \cdot \Gamma_{33}}{1 - s_{33} \cdot \Gamma_{33}}. \quad (3.3b)$$

$$s_{2\text{new}} = s_{21} + s_{23} \cdot s_{31} \cdot \Gamma_{33}, \quad (3.4a)$$

$$s_{2\text{new}} = s_{21} + \frac{s_{23} \cdot s_{31} \cdot \Gamma_{33}}{1 - s_{33} \cdot \Gamma_{33}}, \quad (3.4b)$$

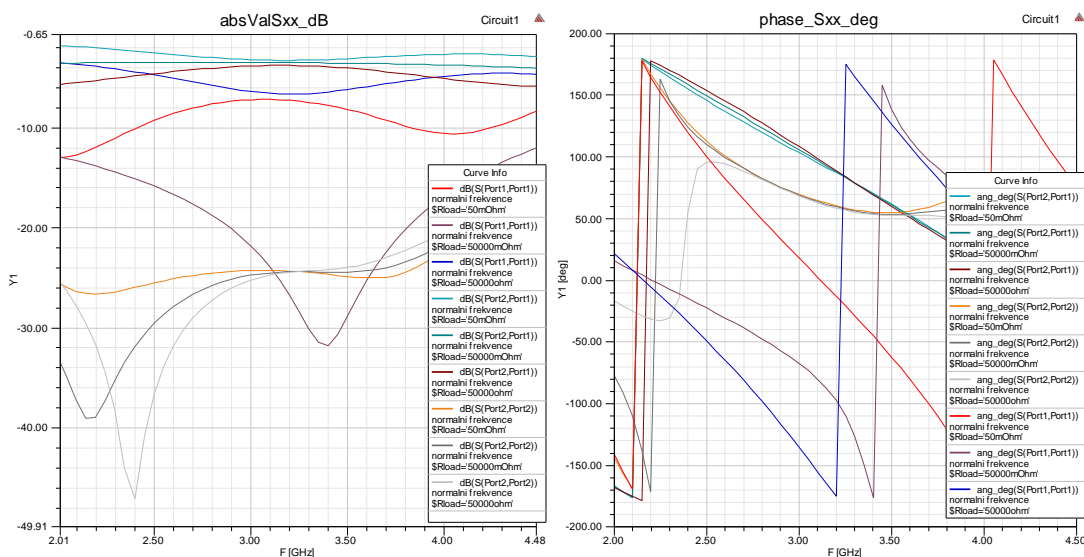
$$s_{22\text{new}} = s_{22} + s_{23} \cdot s_{32} \cdot \Gamma_{33}, \quad (3.5a)$$

$$s_{22\text{new}} = s_{22} + \frac{s_{23} \cdot s_{32} \cdot \Gamma_{33}}{1 - s_{33} \cdot \Gamma_{33}}. \quad (3.5b)$$

Z rovnic (3.2a až 3.5a) je celkem rychle a snadno viditelné, jakým způsobem se signál šíří a které parametry mají zásadní vliv na změnu chování v případě nepřizpůsobení (mimo vlastní činitel odrazu připojené zátěže). Jak se projeví nepřizpůsobení třetího portu z hlediska jak přenosu, tak i odrazu na portu pro ideální odbočnici a kterého parametru se dotkne nejvíce? Pro ideální Wilkinsonovu odbočnici platí $s_{11} = s_{22} = s_{33} = 0$ a $s_{32} = s_{23} = 0$, z čehož vyplývá, že v ideálním případě jediná změna bude na vstupním portu, který se pro zdroj signálu stane nepřizpůsobeným a uvidí hodnotu $|s_{11}| = 1/2 \Gamma_z$, tj. v případě zkratu nebo otevřeného konce je $s_{11} = -6$ dB. Ovšem žádný vyrobený obvod není ideální, pouze se může ideálu přibližovat, takže v reálu budou ovlivněny i ostatní parametry. Zde vystupuje další otázka a to, kde je hranice, pro kterou je možno vliv na tyto parametry zanedbat a zjednodušit si výpočet? Vše je dáno chybou, kterou si můžeme ve výsledku dovolit.

Rovnice výše platí jen pro případ, kdy vstupní a výstupní brána je přizpůsobena a proto je za znaménkem „+“ uvedena pouze cesta týkající se nepřizpůsobeného portu. V případě nepřizpůsobení těchto bran by musely být brány v potaz i ostatní možné cesty a odrazy na vstupní a výstupní bráně. Jako příklad popisu cest signálu poslouží rovnice (3.4a), kde cesta signálu z portu jedna do portu dva je složena z dvou separátních cest. První je cesta přímá (s_{12}) a v druhé signál nejprve dorazí na port tři (s_{13}), kde vznikne vlivem nepřizpůsobení odraz (Γ_{33}) a dále signál díky nedostatečné izolaci mezi výstupními porty (samozřejmě s velkým útlumem) pokračuje k výstupnímu portu (s_{32}). V případě dokonalejší syntézy (tj. pokud by zdroj i zátěž nebyla normována na 50Ω) by bylo nutno vzít v úvahu také cestu z potru tři na port jedna (s_{31}) odraz na portu jedna Γ_{11} a cestu k výstupnímu portu (s_{12}).

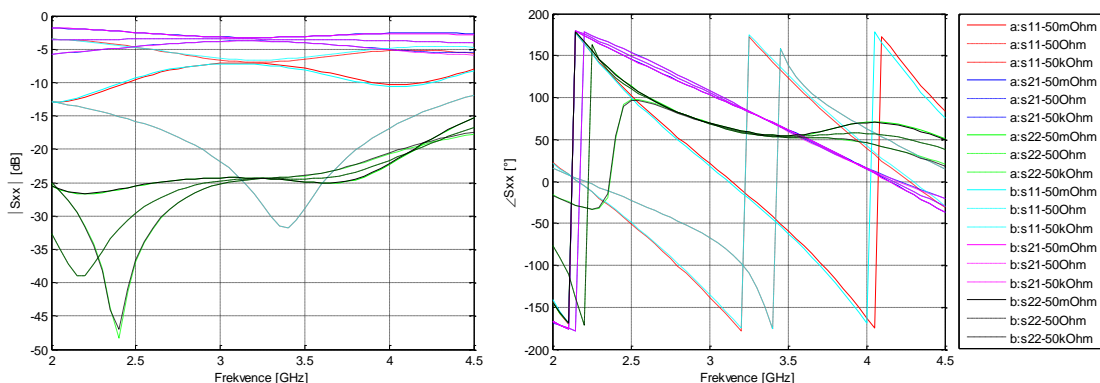
Rovnice (3.2a až 3.5a) navíc uvažují vlastní odrazy na výstupních branách, jejichž vliv bude viditelný dále.



Obr. 3.3 Ansoft Designer: s-parametry splitteru při zatížení portu 3 zátěží $R = 5 \text{ m}\Omega$, $R = 50 \text{ }\Omega$ a $R = 50 \text{ k}\Omega$

Výsledky vzorců (3.2b až 3.4b) aplikovaných do programu Matlab® jsou shodné s výsledky simulací v programu Ansoft Designer® (i zde je zdroj a zátěž brána jako ideální – simulováno pouze porty, kterým však lze přiřadit i jinou impedanci než 50 Ω). Na Obr. 3.3 lze vidět jak původní parametry ze souboru s3p a také sledované parametry

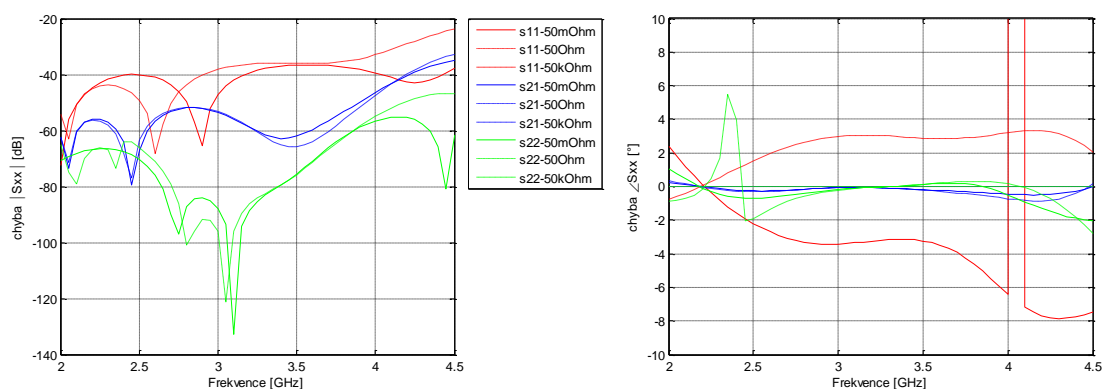
pro zátěže $R_Z = 50 \text{ m}\Omega$ a $R_Z = 50 \text{ k}\Omega$ simulované v programu Ansoft Designer® a pod nimi na Obr. 3.4 tytéž výsledky v programu Matlab®, kde křivky s prefixem „a:“ jsou dle rovnic (3.2a až 3.4a) a „b:“ dle (3.2b až 3.4b).



Obr. 3.4 Matlab: s-parametry při zatížení portu 3 zátěží $R = 5 \text{ m}\Omega$, $R = 50 \Omega$ a $R = 50 \text{ k}\Omega$

Jak můžeme na Obr. 3.4 vidět, největší rozdíl (budeme-li brát nejbližší okolí pracovního kmitočtu, který je na $f_p = 3,25 \text{ GHz}$) je opravdu pouze v parametru s_{11} , zatímco ostatní dva parametry jsou téměř nezměněny. Z tohoto vyplývá, že pro toto pásmo je izolace mezi výstupy dostatečně vysoká. Jakmile se však odladíme dále od f_p , izolace (parametr s_{32}) klesá a i další parametry se zhoršují (např. přizpůsobení bran s_{xx}) roste i odchylka a zjednodušení není možné použít.

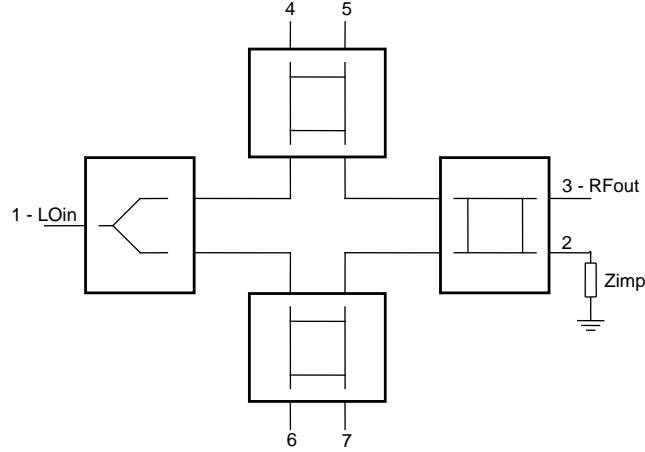
Aby byl lépe viditelný vliv vlastního odrazu brány (tj. rozdíl mezi skupinou vzorců s příponou „a“ a „b“), byly vypočítány chyby parametrů v amplitudě a fázi, viz. Obr. 3.5. Jak je vidět opět dominantní chyba je pro parametr s_{11} a to zejména ve fázi (pozn. chyba pro přizpůsobený obvod je nulová tj. decibelová chyba je hluboko pod zobrazenými hodnotami, a fázová chyba je na hodnotě nula). Toto je způsobeno relativně dobrým (avšak ne vynikajícím) přizpůsobením této brány (tj. $s_{33} < -23 \text{ dB}$) v pásmu $2\div 3,5 \text{ GHz}$, kde je amplitudová chyba menší jak 2%, pro vyšší frekvence je situace horší, ale stále se s chybou vejde do 5%.



Obr. 3.5 Matlab: vliv vlastního odrazu na vypočítané s-parametry při zatížení portu 3

3.2 Popis přenosu šestibranu pomocí s-parametrů

Ačkoliv základní rovnice pro přenos šestibranu, použitého jako modulátoru, jsou popsány v kapitole 2, jsou pro případ např. SIW šestibranu, příliš idealizované. Neberou totiž v úvahu reálné parametry šestibranu. Snahou této kapitoly je tedy nalezení rovnic takových, které zařízení popíší lépe (a jsou zároveň co nejjednodušší) a vychází z naměřených (či simulovaných) údajů o reálném obvodu.



Obr. 3.6 Blokové schéma six-portu (sjednocené indexy pro výpočet)

Původní rovnice z kapitoly (4), která popisuje výstupní napětí idealizovaného šestibranu (bude využita v dalších kapitolách pro výpočet maximálního přenosu modulačních bran) s indexy platnými pro šestibran z Obr. 3.6:

$$U_{RFout} = -\frac{1}{4} U_{LOin} [(\Gamma_6 + \Gamma_7) + j(\Gamma_4 + \Gamma_5)], \quad (3.6)$$

kde U_{LOin} vstup pro nosný signál (např. výstup z oscilátoru), U_{RFout} je výstupní modulovaný signál (např. výstup do koncového zesilovače). Jak je vidět v přenosové rovnici vystupuje pouze činitel odrazu připojených zátěží Γ_x (v naší literatuře často označován též jako ρ). Důvod nezávislosti této rovnice je vidět již z idealizované přenosové matice (2), kde jsou přenosy uvnitř matice $\{s_{1x}, s_{2x}, s_{3x}, s_{x1}, s_{x2}, s_{x3}\}$ pro $x = 4..7$ výběrem z podmnožiny $\{0,5, -0,5, 0,5j, -0,5j\}$ a zbylé parametry jsou nulové.

Pro analýzu šestibranového modulátoru, který nemá ani zdaleka ideální parametry, tato rovnice však nebude fungovat dobře. Pro první přiblížení se omezíme na podmínku, že s-parametry $\{s_{1x}, s_{2x}, s_{3x}, s_{x1}, s_{x2}, s_{x3}\}$ pro přirozená čísla $x = 4..7$ jsou definována jako obecná komplexní čísla a všechny zbylé s-parametry jsou nulové (tj. jsou velmi blízko nule, tak mohou být zanedbána). Poté bude přenosová funkce dle [2] definována:

$$U_{RFout} = U_{LOin} \cdot \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{2i} \cdot \Gamma_i. \quad (3.7)$$

V dalším textu bude přenosová funkce šestibranu definována pomocí přepočítaného (s-parametru) přenosu $s_{RFout, LOin}$, což je pro případ z obrázku výše parametr s_{31act} .

$$\frac{U_{RFout}}{U_{LOin}} = S_{RFout, LOin} = S_{3act}, \quad (3.8)$$

kde „act“ indikuje to, že obvod byl přepočítán (re-normalizován), dle připojených zátěží. Původní parametr s_{3l} označoval přímou cestu mezi vstupem a výstupem (jedná se o přeslech) a ideálně by měl být pro paralelní šestibran nulový.

Aby byla rovnice (3.8) platná a bylo možno použít toto zjednodušení, předpokládá se, že jak vstupní, tak výstupní brána mikrovlnného obvodu jsou dokonale přizpůsobeny a z tohoto důvodu zde nevznikají žádné další odrazy, kterými by byl obvod ovlivněn.

Jak bylo již řečeno použitím rovnic (3.6), nebo lépe (3.7) v reálné struktuře s reálnými tj. neideálními vlastnostmi (zde vyjádřeno s-parametry), kde žádný z idealizovaných parametrů není nulový vznikne chyba v celkovém přenosu. Jak je tato chyba velká záleží především na tom, jaké jsou odchylky jednotlivých s-parametrů od ideálu.

Nejlepším řešením je využití rovnice pro re-normalizaci parametru vícebranu pomocí následující rovnice [27]:

$$[S_{act}] = ([S] - [R]) \cdot ([E] - [R][S])^{-1}, \quad (3.9)$$

kde $[S_{act}]$ je matice přepočítaných s-parametrů, $[S]$ je původní matice s-parametrů (tj. změřený či simulovaný obvod) se všemi branami přizpůsobenými 50Ω , $[E]$ je jednotková matice a $[R]$ je matice obsahující koeficienty odrazů pro všechny připojené impedance (včetně výstupu „RFout“ a vstupu „LOin“). Po výpočtu re-normalizované matice $[S_{act}]$, lze oddělit parametr s_{3lact} (v tuto chvíli se již jedná o výsledný). Bohužel výpočty s maticemi (zejména inverze druhé části rovnice) o velikostech 7×7 prvků nejsou vždy možné a nebo jsou příliš výpočetně náročné. Z tohoto důvodu jsou v dalším textu představeny možné cesty jak vypočítat přenosovou funkci tohoto modulátoru a alespoň částečně zmenšit jeho výpočetní náročnost.

Rovnice (3.9) by nám měla dát nejpřesnější výsledky, za předpokladu, že všechny připojené impedance připojené k branám budou obsahovat správná data (tj. v matici $[R]$ na diagonále jsou nuly pouze v případě dokonalého přizpůsobení). Přesnost avšak může zůstat dostatečná i v případě, že některé parametry zanedbáme a výsledný výpočet se tím může zrychlit. Jak si ukážeme dále, to jak moc lze rovnici přenosu zjednodušit záleží na reálných parametrech modulátoru. Prvním zjednodušením je zanedbání vstupních a výstupních parametrů, tj. dle Obr. 3.6 porty LOin („1“), RFout („3“) a zakončeného výstupu pomocí Zimp („2“), jelikož odrazy připojených obvodů jsou blízké nule.

Pro vlastní proces odvození zjednodušených rovnic lze využít dvou odlišných přístupů, kde prvním je symbolicky vyčíslit parametr s_{3lact} z re-normalizované matice a postupně „škrtnat“ členy, které mají velmi malý vliv na signál. Druhou možností je metoda postupného přidávání smyček k přímým cestám, která byla nakonec zvolena, jelikož první cesta nebyla příliš systematická a jednoduše algoritmizovatelná.

Jako základní rovnice nám poslouží (3.7), což je vlastně součet všech čtyřech základních cest signálu. Nyní můžeme přistoupit k postupnému přidávání „parazit“.

- **Zahrnutí nedostateční izolace mezi porty LOin a RFout**

Prvním parametrem, který nám ovlivní přenos je izolace mezi vstupem (LOin) a výstupem (RFout). Tento parametr má v ideálním případě nulový přenos a lze s ním vyjádřit tzv. průsak nosné na výstup. V převrácené hodnotě je znám z angl. „carrier suppression“ tj. potlačení nosné. V případě, že je toto potlačení lepší než cca 40 dB (1% signálu pronikne na výstup), což není neobvyklá hodnota pro dobře navržený šestibran, lze tento parametr ignorovat, v opačném případě je dobré tento parametr uvažovat:

$$s_{31act} = s_{31} + \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i, \quad (3.10)$$

kde s_{31} je vlastní přenos šestibranu. Podmínky pro platnost jsou totožné jako pro (3.7) s výjimkou parametru s_{31} (který by měl být nenulový, jinak ho nemá cenu uvažovat). Tento parametr nám zároveň udává amplitudu a fázi nulového bodu přenosu (tj. posuv výsledného stavového diagramu)

- **Zahrnutí špatného přizpůsobení modulačních portů**

Druhý parametr, který může být důležitý pro syntézu modulátoru je přizpůsobení jeho vlastních modulačních portů. To je dáno koeficienty odrazů jednotlivých modulačních bran, které udávají kolik energie projde skrz port a kolik je odraženo zpět do zátěže. Tento parametr může tedy zmenšit odraz připojené zátěže, tak i změnit fázi tohoto signálu. Nejjednodušším vyjádřením, které zahrnuje tyto jevy na modulačních portech je následující rovnice:

$$s_{31act} = s_{31} + \sum_{i=4}^7 \frac{s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i}{1 - s_{ii} \cdot \Gamma_i}, \quad (3.11)$$

kde s_{ii} je činitel odrazu portu i . V tomto případě je předpokládáno (stejně jako v rovnicích 3.7 a 3.10), že izolace mezi jednotlivými sousedními branami modulátoru je dostatečná. To znamená, že všechny parametry s_{kl} pro přirozená čísla k, l v rozmezí $\langle 4..7 \rangle$, kde $k \neq l$ jsou velmi blízko nulové hodnotě.

- **Zahrnutí dalších cest signálu s více jak jedním odrazem**

Šíření signálu základními čtyřmi cestami, kde každá má pouze jeden odraz jsou ukázány v rovnicích (3.7), (3.10) a (3.11). Tato situace může nastat v případě, že přeslechy mezi všemi modulačními porty (v tuto dobu ani v dalším textu neuvažujeme přeslechy mezi jednotlivými zátěžemi) jsou blízké nule, tzn. že všechny směrové odbočnice jsou téměř ideální a pracují na optimální frekvenci, kde je izolace nejvyšší.

V situaci, kdy se neblížíme tomuto ideálnímu stavu, např. jak bude ukázáno v další kapitole (3.4 varianta SIW šestibranu), by bylo dobré tyto příspěvky započítat a to i přes fakt, že nejsou příliš velké (jedná se o násobení malých čísel), jelikož může ovlivnit výsledný přenos.

Přidání cest s dvěma odrazy lze modelovat pomocí:

$$s_{31act} = s_{31} + \frac{n_1 + n_2}{d}, \quad (3.12)$$

kde d je společný dělitel a n_i jsou čitatele kde index i ukazuje, zda se jedná o cesty přímé (s jedním odrazem) a nebo o cesty s dvěma odrazy mezi vstupem a výstupem (index 2).

$$n_1 = \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i \cdot \left(\prod_{j=4}^7 (1 - s_{jj} \cdot \Gamma_j) - \sum_{k,l=4}^7 s_{lk} \cdot s_{kl} \cdot \Gamma_k \cdot \Gamma_l \cdot (1 - s_{mm} \cdot \Gamma_m) \right), \quad (3.13a)$$

zde všechny indexy $\{i, j, k, l, m\}$ jsou přirozené čísla z rozmezí 4..7, indexy $\{j, k, l, m\}$ jsou různé od i , l je větší než k , m se liší od k a od l . První část rovnice $s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i$ je přímá nejjednodušší cesta s jedním odrazem a druhá část (v závorce) popisuje všechny ostatní cesty (smyčky) ve struktuře, které se této (hlavní) cesty netýkají (platí pro nenulové s -parametry a uvažovaný jeden nebo dva odrazy).

$$n_2 = \sum_{i,j=4}^7 s_{i1} \cdot s_{ji} \cdot s_{3j} \cdot \Gamma_i \cdot \Gamma_j \cdot ((1 - s_{kk} \cdot \Gamma_k) \cdot (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l) - s_{lk} \cdot s_{kl} \cdot \Gamma_l \cdot \Gamma_k), \quad (3.13b)$$

je platný pro všechna přirozená $\{i, j, k, l\}$ z rozmezí 4..7, kde každý z indexů je jiný ($\{k, l\} \neq \{i, j\} \cap i \neq j$, a $l > k$) a žádná z variací se nemůže opakovat. Celkový počet těchto kombinací je 12. První část rovnice popisuje cesty s dvěma odrazy a druhá všechny ostatní nezávislé smyčky.

Obě rovnice (3.13a a 3.13b) jsou posléze děleny tímto výrazem:

$$d = \prod_{i=4}^7 (1 - s_{ii} \cdot \Gamma_i) - \sum_{j,k=4}^7 s_{kj} \cdot s_{jk} \cdot \Gamma_j \cdot \Gamma_k \cdot \prod_{l=4}^7 (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l), \quad (3.14)$$

kde přirozená $\{i, j, k, l\}$ jsou z podmnožiny čísel 4..7, $k > j$ a $k \neq j \cap l \neq j$. Oba součiny \prod popisují jejich vlastní odrazy bran a součet \sum popisuje všechny vzájemné smyčky s dvěma odrazy.

Pokud by chyba výpočtu byla stále ještě velká (což by znamenalo, že izolace mezi branami jsou opravdu špatné), pak bude nutno přidat ještě cesty, na kterých jsou tři odrazy:

$$s_{31act} = s_{31} + \frac{n_1 + n_2 + n_3}{d}, \quad (3.15)$$

kde n_3 je součet všech cest s třemi odrazy. Čítec n_2 je totožný jako v případě rovnice, která bere v potaz dva odrazy v cestě, tj. použije se rovnice (3.13b). Do výrazů d a n_1 bude nutno přidat také smyčky se třemi odrazy.

$$n_1 = \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i \cdot \left(\prod_{j=4}^7 (1 - s_{jj} \cdot \Gamma_j) - \sum_{k,l=4}^7 s_{lk} \cdot s_{kl} \cdot \Gamma_k \cdot \Gamma_l \cdot (1 - s_{mm} \cdot \Gamma_m) - \sum_{n,o,p=4}^7 s_{on} \cdot s_{po} \cdot s_{np} \cdot \Gamma_n \cdot \Gamma_o \cdot \Gamma_p \right), \quad (3.16)$$

kde přirozená $\{i, j, k, l, m, o, p\}$ jsou výběrem z podmnožiny 4..7, indexy $\{j, k, l, m, n, o, p\} \neq i \cap l > k \cap m \neq \{k, l\} \cap n \neq o \neq p$. V porovnání s rovnicí (3.13a), do rovnice (3.16) přibyl poslední součtový \sum operátor, který popisuje všechny ostatní smyčky se třemi odrazy. Tento součet má dva členy pro každou cestu (pro každé i).

$$n_3 = \sum_{i,j,k=4}^7 s_{i1} \cdot s_{ji} \cdot s_{kj} \cdot s_{3k} \cdot \Gamma_i \cdot \Gamma_j \cdot \Gamma_k (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l), \quad (3.17)$$

kde přirozená čísla $\{i, j, k, l\}$ jsou výběrem z rozmezí 4..7 a dále platí, že $i \neq j \neq k \neq l$. Indexy $\{i, j, k\}$ vytváří všechny jedinečné kombinace smyček mezi modulačními porty. Index l je doplňkový index využitý pro vlastní odraz poslední (index udává čtvrté nepoužité číslo) modulační brány.

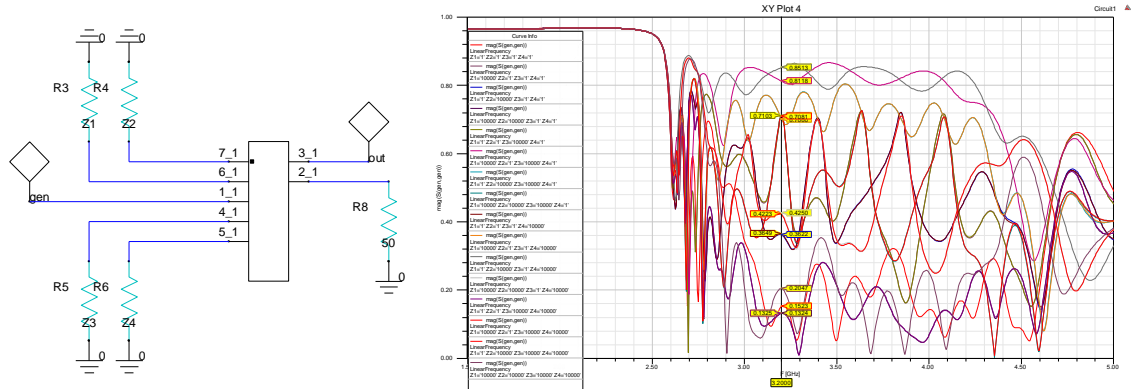
$$d = \prod_{i=4}^7 (1 - s_{ii} \cdot \Gamma_i) - \sum_{j,k=4}^7 s_{kj} \cdot s_{jk} \cdot \Gamma_j \cdot \Gamma_k \cdot \prod_{l=4}^7 (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l) - \sum_{m,n,o=4}^7 s_{nm} \cdot s_{on} \cdot s_{mo} \cdot \Gamma_m \cdot \Gamma_n \cdot \Gamma_o \cdot (1 - s_{pp} \cdot \Gamma_p) \quad (3.18)$$

kde $\{i, j, k, l, m, n, o\}$ jsou opět přirozená čísla z množiny 4..7 a dále platí, že index $k > j \cap l \neq \{j, k\} \cap m \neq n \neq o \neq p$. Oba součty \sum popisují všechny vzájemné smyčky s dvěma a nebo třemi odrazy.

Rovnice (3.15) již obsahuje naprostou většinu cest a vnitřních smyček. Jak bude vidět v následující kapitole jsou výsledky i přes nezapočítání naprosto všech smyček, na rozdíl od (3.9) ovlivněny již jen malou chybou i v případě, že izolace mezi modulačními porty jsou velmi špatné.

3.3 Porovnání odvozených rovnic s využitím modelu SIW šestibranu

Pro prvotní ověřování vlivu jednotlivých „nedokonalostí“ a jeho následném zakomponování do rovnic, které jsou představeny v minulé kapitole bylo nutno nejprve simulovat chování modelovaných šestibranů (SIW a mikropáskové verze) s připojenými zátěžemi. K tomuto účelu byl použit software Ansoft Designer® (část pro simulaci schémat), kde je možno pracovat s daty ze „s7p“ souborů, viz. Obr. 3.7.



Obr. 3.7 Ukázka simulačního obvodu a výsledků pro rozmítání zátěží v Ansoft Designer®

Data pro několik variant zátěží byla exportována do programu MATLAB® (ve formátu s2p), kde byla posléze porovnána s výsledky výpočtů dle rovnic z minulé kapitoly. Byly porovnány jak přenosy souborů zátěží (použity funkce „sweep“) pro frekvenci 3,2 GHz, tak i frekvenční charakteristiky pro některé kombinace zátěží.

Pro ověření byl s výhodou využit model SIW šestibranu, jelikož jeho parametry nejsou ideální a při porovnávání jednotlivých výsledků jsou chyby přenosu způsobené zjednodušením výpočtu daleko lépe viditelné. Izolace mezi branami (které mají velký

vliv) se pro tento modulátor pohybují v rozmezí 11.5 až 14dB na frekvenci 3.2 GHz. Celková matice s-parametrů je zobrazena v Obr. 3.8 odkud se lze dozvědět podrobnosti.

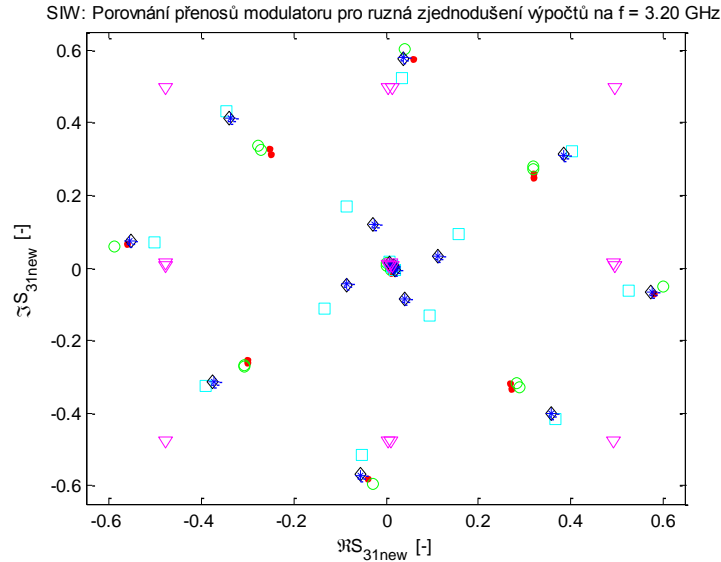
$$[S] = \begin{pmatrix} 0.081 + 0.013j & 0.014 - 0.001j & 0.014 + 0.001j & 0.214 - 0.393j & -0.413 - 0.224j & -0.216 + 0.394j & 0.414 + 0.225j \\ 0.014 - 0.001j & -0.018 + 0.012j & -0.090 + 0.042j & -0.093 + 0.452j & -0.428 - 0.075j & -0.472 - 0.086j & 0.085 - 0.439j \\ 0.014 + 0.001j & -0.090 + 0.042j & -0.025 + 0.010j & 0.472 + 0.084j & -0.085 + 0.440j & 0.093 - 0.453j & 0.426 + 0.075j \\ 0.214 - 0.393j & -0.093 + 0.452j & 0.472 + 0.084j & 0.182 + 0.072j & -0.003 - 0.261j & 0.209 - 0.007j & 0.016 - 0.204j \\ -0.413 - 0.224j & -0.428 - 0.075j & -0.085 + 0.440j & -0.003 - 0.261j & -0.234 - 0.062j & 0.016 - 0.204j & -0.228 + 0.007j \\ -0.216 + 0.394j & -0.472 - 0.086j & 0.093 - 0.453j & 0.209 - 0.007j & 0.016 - 0.204j & 0.171 + 0.074j & -0.002 - 0.268j \\ 0.414 + 0.225j & 0.085 - 0.439j & 0.426 + 0.075j & 0.016 - 0.204j & -0.228 + 0.007j & -0.002 - 0.268j & -0.2330 - 0.063j \end{pmatrix}$$

Obr. 3.8 s-parametry SIW six-port struktury pro frekvenci 3,2 GHz

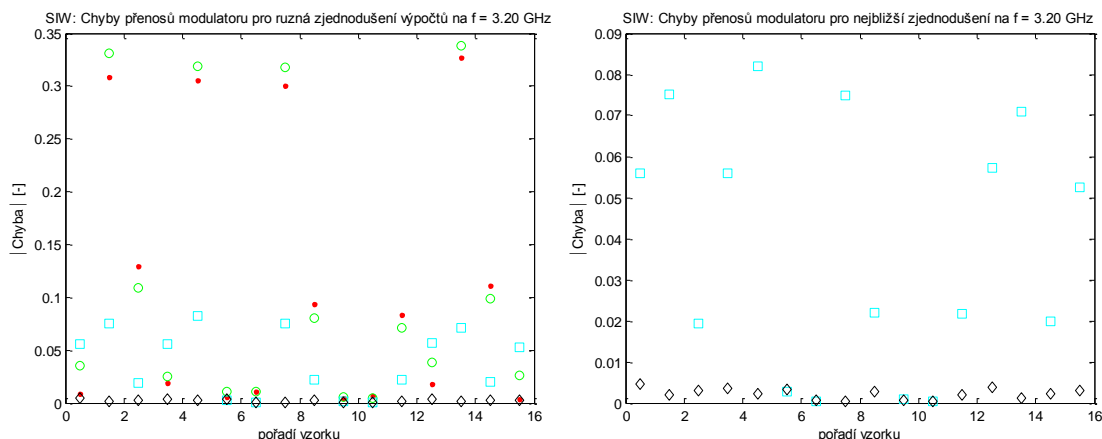
Všechny grafy v této kapitole používají následující symboly a barvy pro odlišení jednotlivých rovnic a reference ze simulátoru (anglické názvy v závorce jsou převzaty z nápovědy pro funkci plot):

- Modrá hvězdička (blue star) – simulovaná data z Ansoft Designer®
- Růžový trojúhelník (magenta triangle) – idealizovaná rovnice (3.6)
- Červená tečka (red point) – idealizovaná rovnice s s-parametry (3.7)
- Zelený kruh (green circle) – rovnice zahrnující pouze špatné přizpůsobení modulačních portů a přenos do a z nich (3.11)
- Azurový čtverec (cyan square) – rovnice se dvěma odrazy ve smyčce (3.12)
- Černý kosočtverec (black diamond) – rovnice se třemi odrazy ve smyčce (3.15)

První graf (Obr. 3.9) IQ stavový diagram přenosu pro všechny kombinace připojených impedancí z dvojice hodnot $Z_x = 1 \Omega$ nebo $Z_x = 10 \text{ k}\Omega$ (impedance přizpůsobení je 50Ω).



Obr. 3.9 Přenos SIW šestibranu pro různé kombinace hodnot zátěží $Z_x \{1 \Omega \text{ a } 10 \text{ k}\Omega\}$

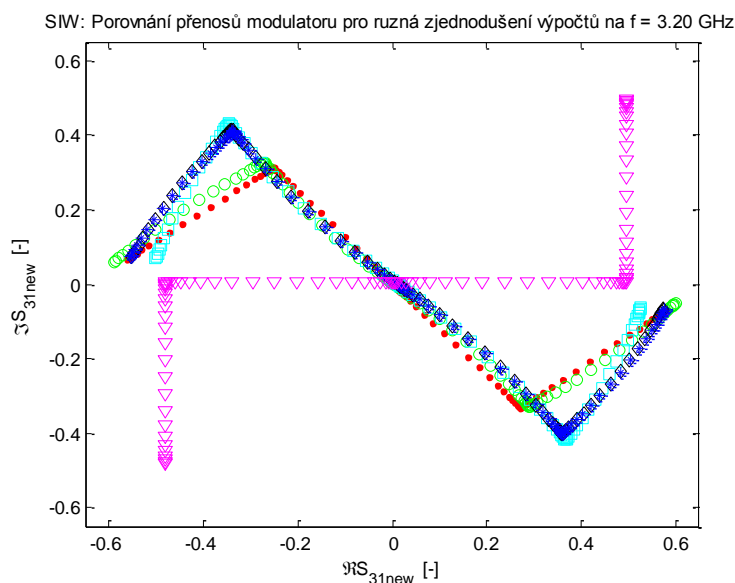


Obr. 3.10 Chyby přenosu SIW šestibranu pro různé kombinace hodnot zátěží $Z_x \{1 \Omega \text{ a } 10 \text{ k}\Omega\}$.

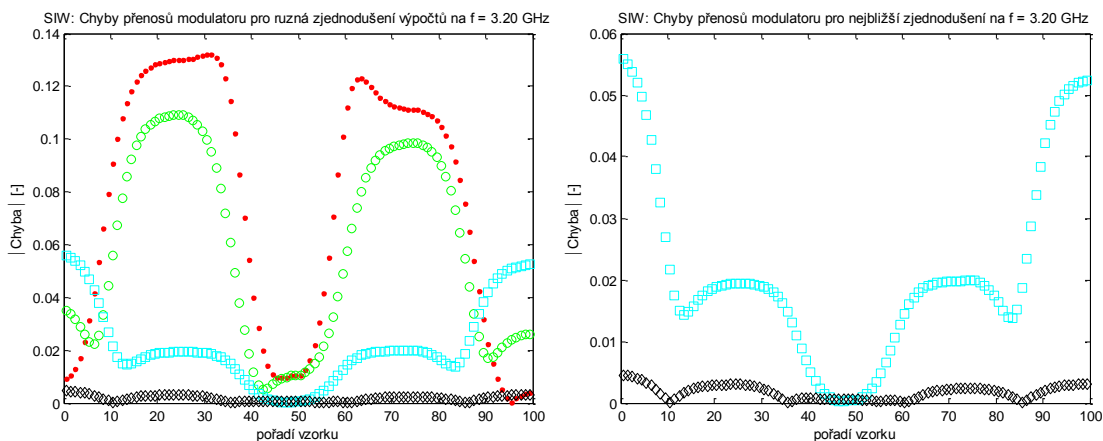
Na Obr. 3.10 jsou zobrazeny amplitudové chyby výpočtu jednotlivých rovnic vztažené k výsledným hodnotám ze simulace v programu Ansoft Designer®. Pravá část obsahuje všechny rovnice (včetně idealizované verze jejíž výsledky jsou nejen amplitudově velmi vzdálené simulaci), zatímco pravá obsahuje pouze data rovnic (3.12 a 3.15). Rovnice (3.9) zde není uvedena (zobrazena), jelikož její výsledky jsou totožné se simulací, tj. chyba je nulová. Z výsledků je patrné, že díky špatným izolacím mezi porty je vhodné použít rovnici (3.15), která bere v úvahu cesty i s třemi odrazy. Chyba (absolutní hodnota) mezi touto rovnicí a simulací je menší než 0,005, s přihlédnutím k maximálnímu možnému přenosu je tato chyba menší než jedno procento. Fázová chyba je dle Obr. 3.9 také minimální. Rovnice (3.12) by pro kombinaci připomínající QAM modulaci (tj. 4 rohové kombinace, z grafu $[-0,39 \text{ } -0,35]$, $[0,37 \text{ } -0,42]$, $[0,43 \text{ } 0,32]$, $[-0,33 \text{ } 0,42]$) byla také použitelná a vnesla by do výpočtu chybu maximálně 0,024, tj. asi 4% z amplitudy signálu. Pro ostatní kombinace (vyjma kombinací, kde výstupem je hodnota blízká nule – což jsou „zbytečné“ kombinace) je však chyba již příliš vysoká pokud bychom chtěli počítat vícecestavové modulace, např. QAM64.

Druhým testovacím případem (přenos Obr. 3.11 a chyba přenosu Obr. 3.12) je situace přechod na IQ diagramu z bodu $[-0,5 \text{ } -0,5]$ do bodu $[0,5 \text{ } 0,5]$. Tento přenos je možný pouze v idealizovaném stavu (3.6), který nebere v potaz vnitřní parametry šestibranu. U ostatních výsledků jsou vidět různě velká amplitudová a fázová zkreslení oproti simulaci.

Jednotlivé zátěže $Z_{\text{con}} = \{Z_4, Z_5, Z_6, Z_7\}$ byly postupně rozmítány logaritmičticky ve dvaceti bodech „SWP“ a to mezi hodnotou „LO“, kde $Z_x = 1 \Omega$ a „HI“, kde $Z_x = 10 \text{ k}\Omega$. Výsledná sekvence byla složena ze čtyř sekvencí, zátěže Z_4 až Z_7 byly postupně rozmítány od stavu, kde všechny byly v „LO“ do stavu kde všechny jsou v „HI“ takto: $\{\text{LO SWP LO LO}\}$, $\{\text{LO HI SWP LO}\}$, $\{\text{LO HI HI SWP}\}$, $\{\text{SWP HI HI HI}\}$.



Obr. 3.11 Přenos SIW šestibranu pro různé postupné rozmítání zátěží Z_x

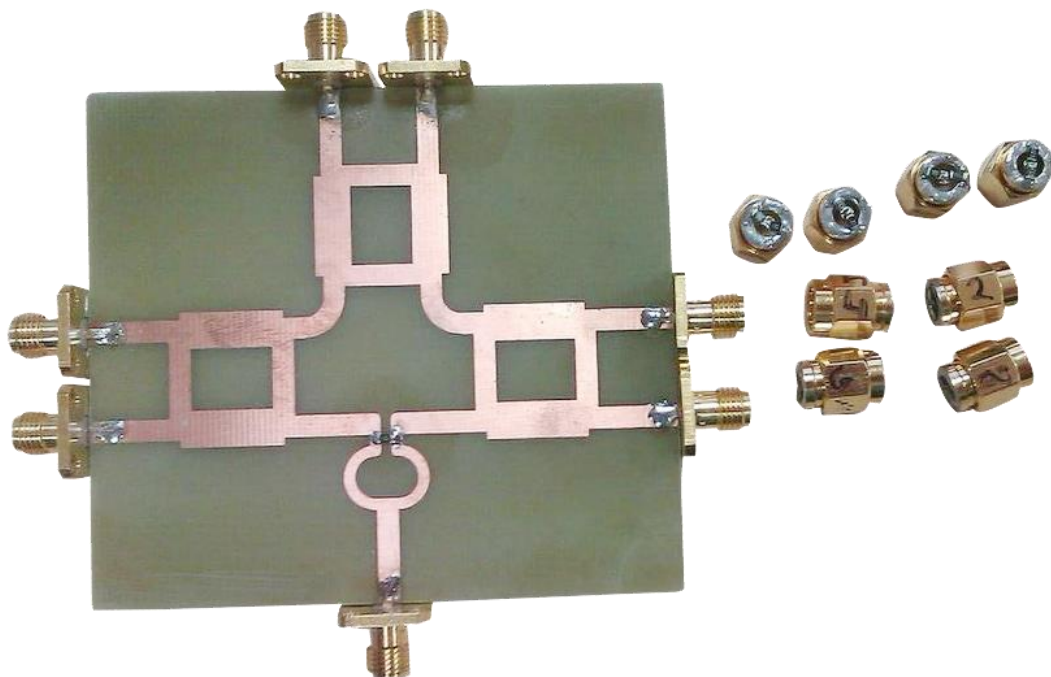


Obr. 3.12 Chyby přenosu Přenos SIW šestibranu pro různé postupné rozmítání zátěží Z_x

Z výsledků v Obr. 3.12 je vidět, že rovnice (3.15) má stejně jako v minulém příkladu dobré výsledky. U rovnice (3.12) je vidět velké zkreslení pokud jsou všechny zátěže stejné (tj. všechny představují téměř otevřený konec nebo téměř zkrat). Opomineme-li oblast blízkou těmto dvěma stavům, chyba zůstává opět maximálně 4%.

3.4 Experimentální ověření

Pro ověření této části byly nejprve navrženy pevné šroubovací zátěže, pro které byly změřeny obě verze šestibranů (tj. SIW a mikropásková) a výsledky porovnány s výpočty, které jsou uvedeny v minulé kapitole. K měření bylo použito vektorového analyzátoru Agilent E5071. Nejprve byly změřeny hodnoty s_{11} pevných zátěží, viz. Obr. 3.13. (vpravo), které jsou realizovány pomocí dvou paralelních rezistorů o velikostech 1 Ohm (1-4) a 22 kOhm (5-8).



Obr. 3.13 Realizovaná deska mikropáskového šestibranu (vlevo) a pevných zátěží pro (vpravo)

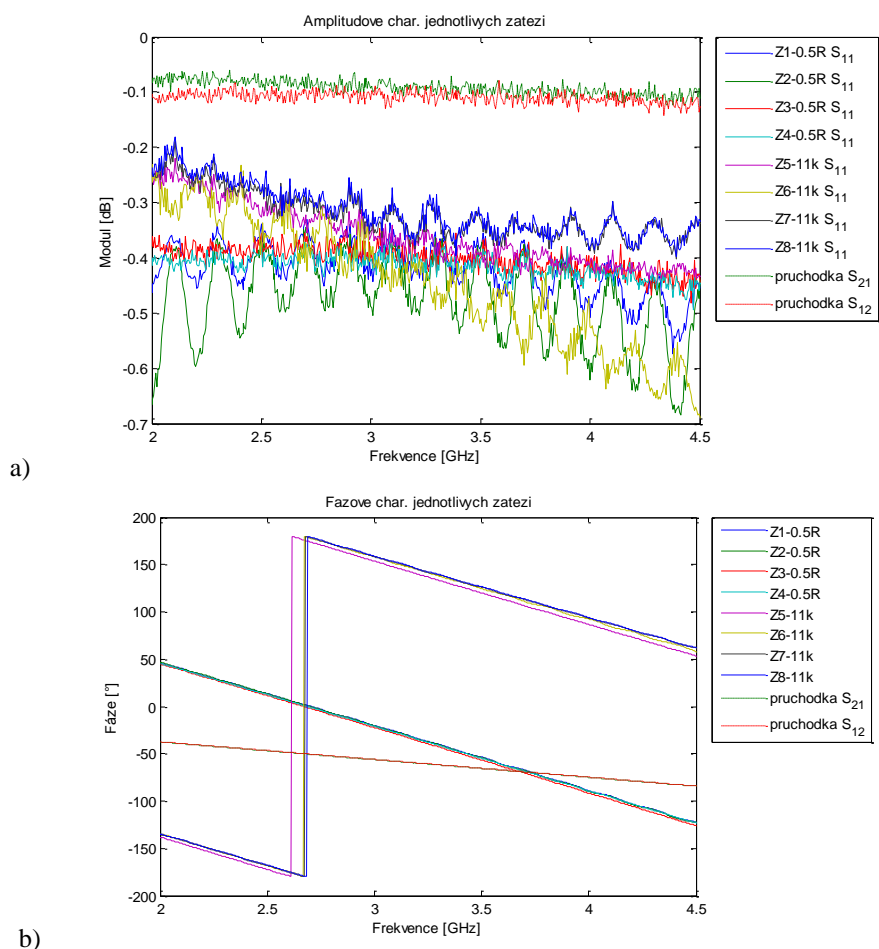
Druhým krokem bylo proměření s-parametrů propojky (SMA-M na SMA-M) a následovala korekce hodnot odrazu jednotlivých zátěží výpočtu pomocí vzorce (3.20), což je pouze matematicky upravený vzorec (3.19), který popisuje odraz portu kaskádně řazeného dvojbranu se zátěží.

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} \quad (3.19)$$

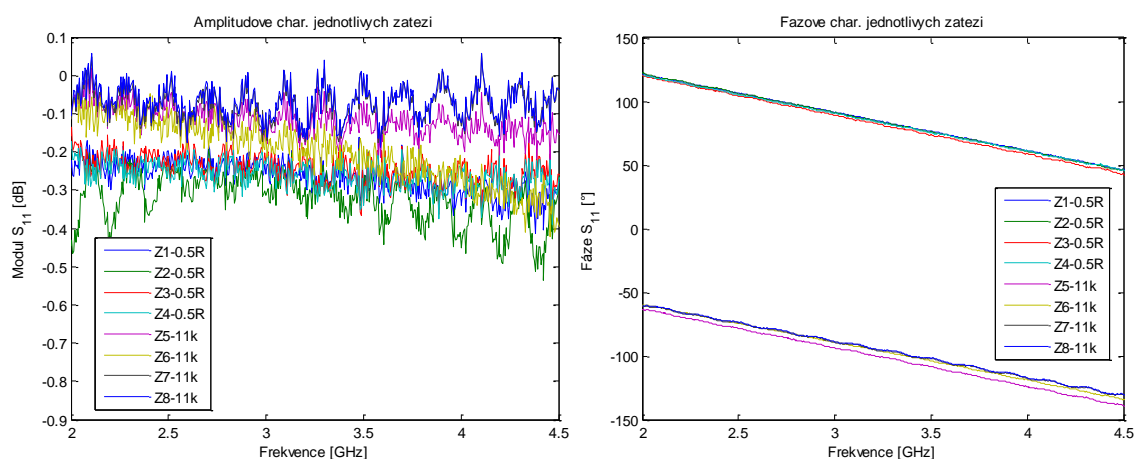
$$\Gamma_L = \frac{\Gamma_{in} - s_{11}}{s_{22} \cdot \Gamma_{in} - s_{11} \cdot s_{22} + s_{12} \cdot s_{12}} \quad (3.20)$$

Průběhy jednotlivých zátěží jsou zobrazeny na Obr. 3.14 v nekorigované verzi a na Obr. 3.15 ve verzi korigované.

Variace zátěží připojených k modulačním portům pro další text je následující: {1234, 1278, 1274, 1238, 5634, 5678, 5674, 5638, 5234, 5278, 5274, 5238, 1634, 1678, 1674, 1638}, kde posloupnost modulačních bran je {port4, port5, port6, port7}.

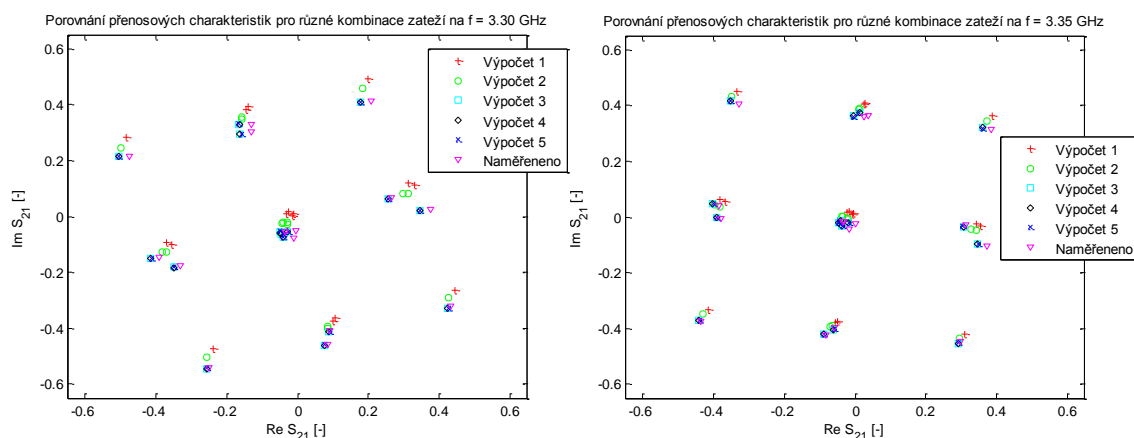


Obr. 3.14 Amplitudové (a) a fázové (b) charakteristiky pevných zátěží a průchodek

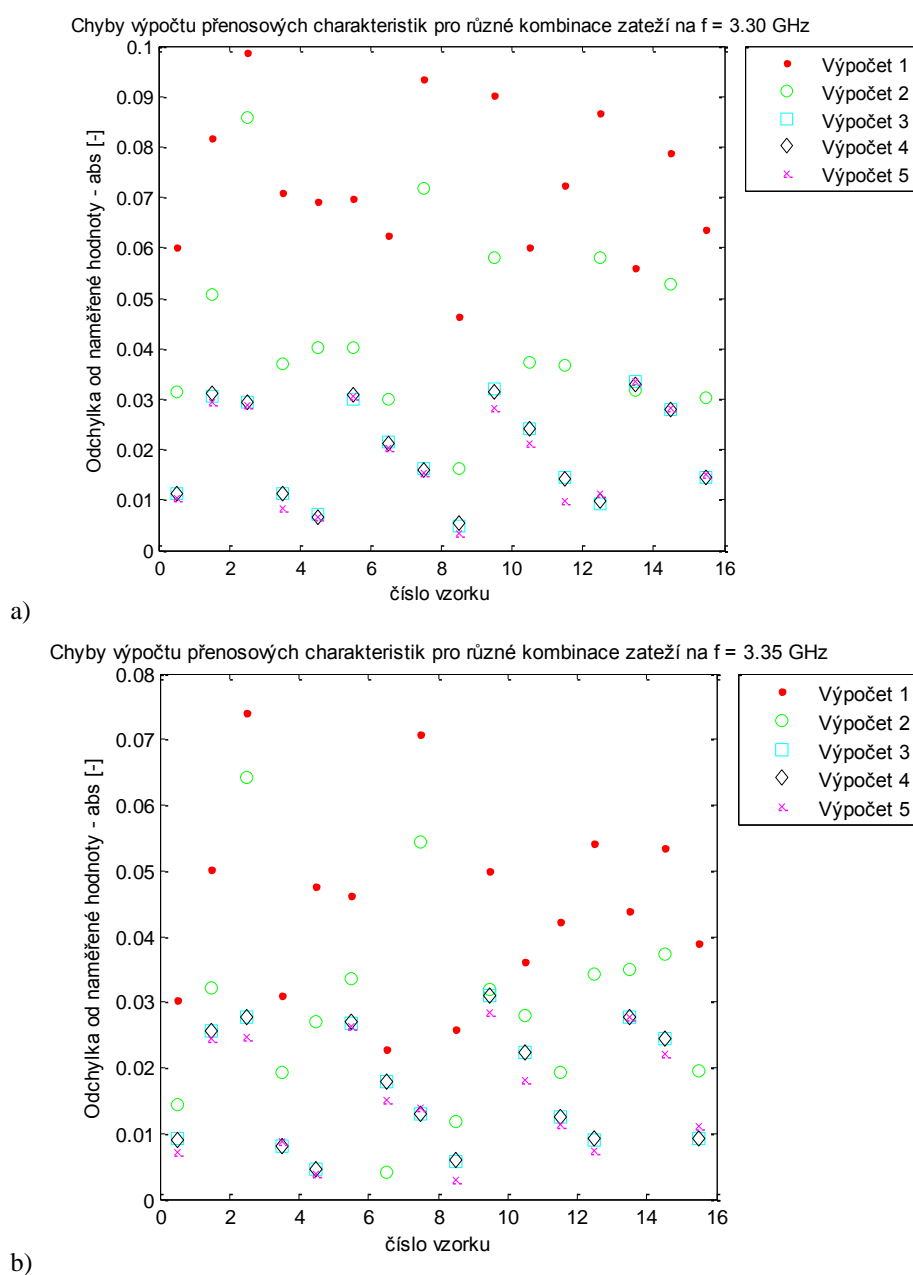


Obr. 3.15 Amplitudové (vlevo) a fázové (vpravo) charakteristiky a pevných zátěží po korekci

První porovnávání výsledků bylo pro mikropáskové šestibraný. Jelikož výsledky jsou si velmi podobné jsou v dalším textu ukázány pouze výsledky pro mikropáskový šestibran bez integrované zátěže, který měl o trochu lepší parametry než druhý. Jak je na obrázcích níže vidět (Obr. 3.16), z důvodu minimálních přeslechů mezi modulačními branami u tohoto modelu jsou relativně malé i chyby „výpočtu 1“ (oproti SIW šestibranu a simulaci), který bere v potaz pouze základní cestu signálu šestibranem.

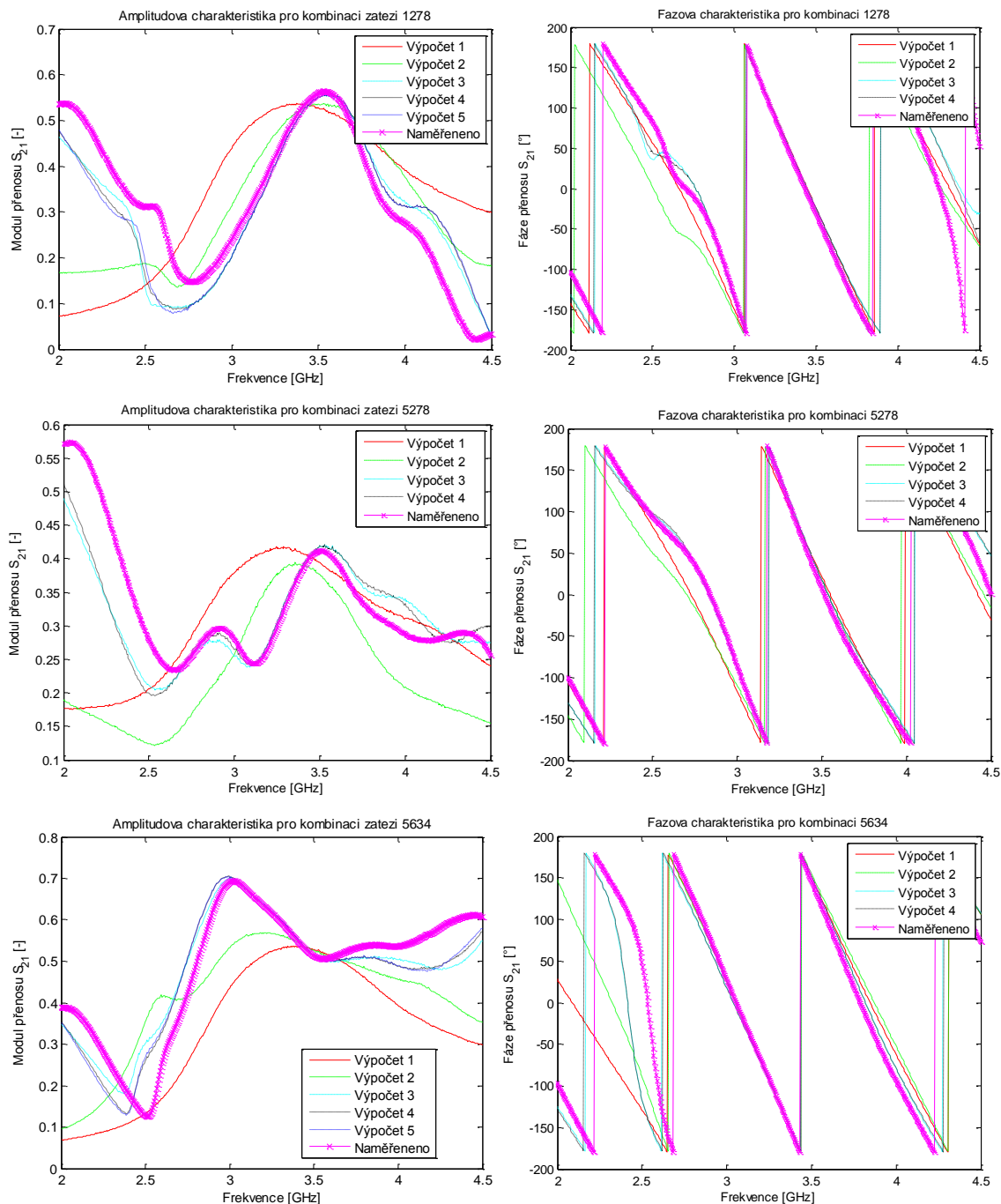


Obr. 3.16 Mikropáskový šestibran - stavové diagramy přenosů pro různé frekvence.



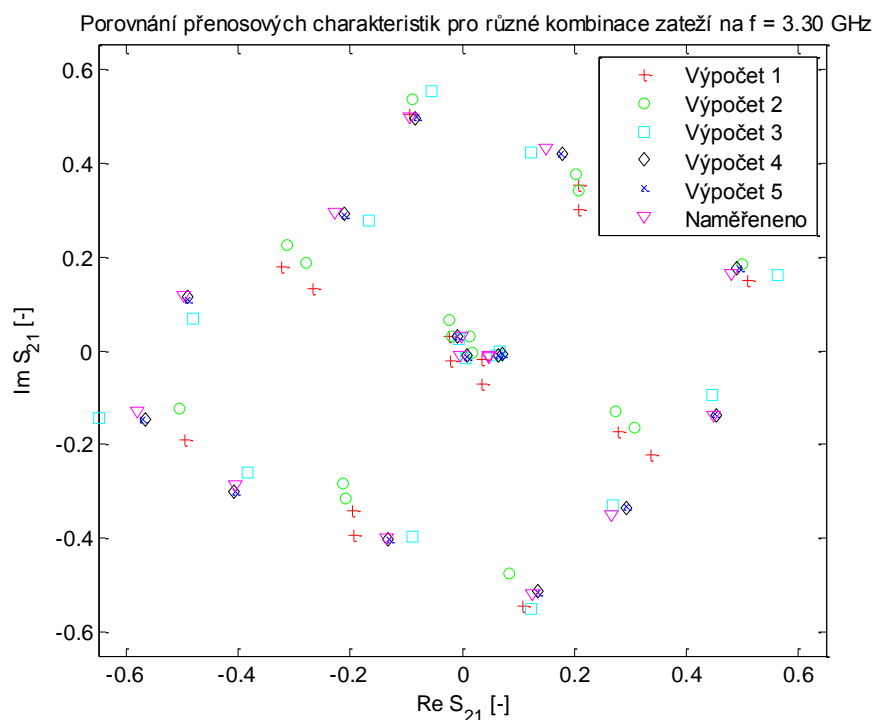
Obr. 3.17 Mikropáskový šestibran – Chyby výpočtu přenosů oproti měření pro různé frekvence.

Pro Obr. 3.16 až Obr. 3.21 platí následující přiřazení k rovnicím z první části kapitoly: Výpočet 1 – rovnice uvažující průsak nosné (3.11), výpočet 2 – rovnice zohledňující vlastní odrazy (3.12), výpočet 3 – rovnice beroucí v potaz i dva odrazy (3.13), výpočet 4 – rovnice zohledňující tři odrazy (3.15), výpočet 5 – přepočítání pomocí re-normalizace (3.9).

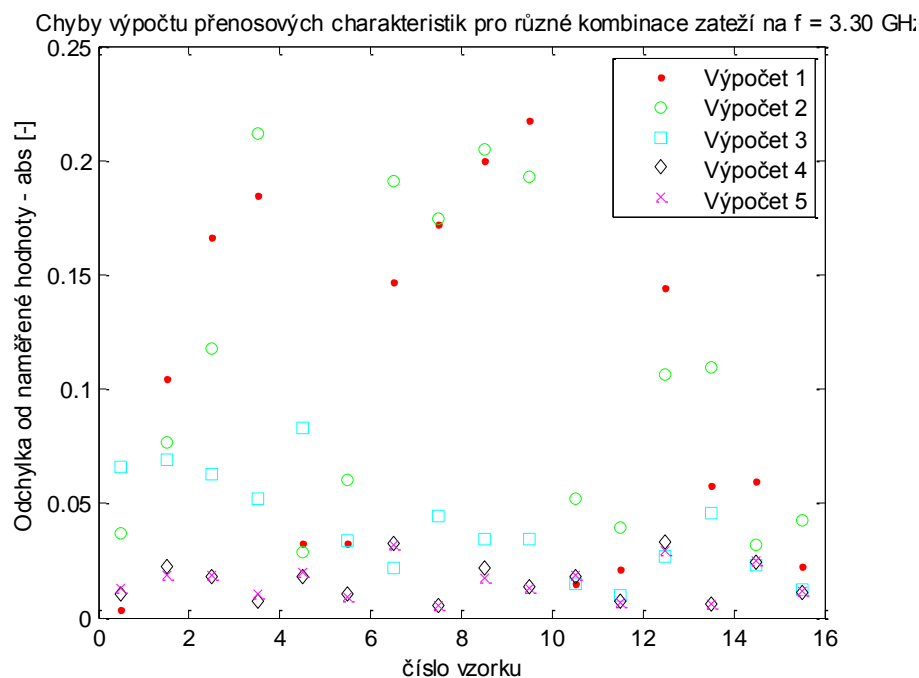


Obr. 3.18 Mikropáskový šestibran – Ampl. a fáz. charakteristiky pro různé variace zátěží.

SIW šestibran:

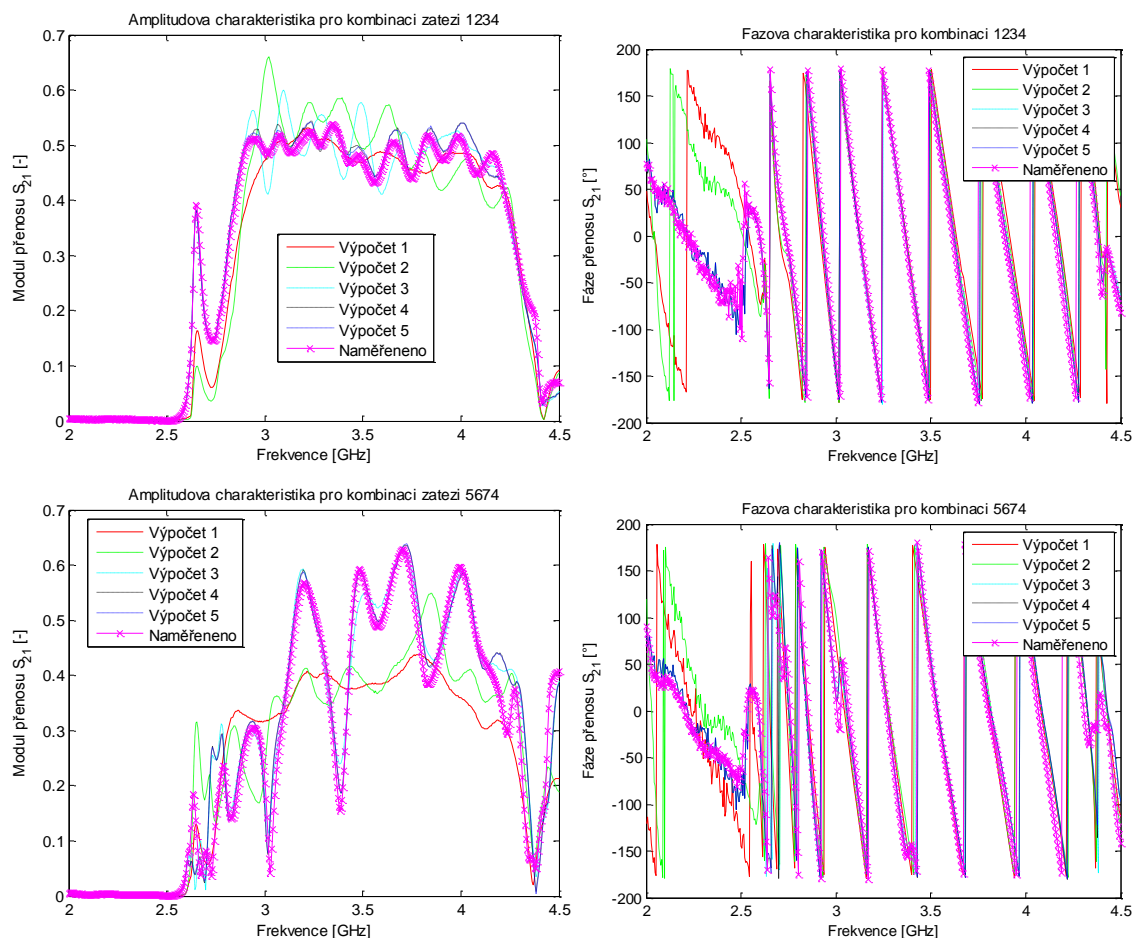


Obr. 3.19 SIW šestibran – Porovnání přenosových charakteristik vypočtených s naměřenou



Obr. 3.20 SIW šestibran – Absolutní chyba výpočtu přenosu oproti měření pro různé zátěže

Jak můžeme vidět na Obr. 3.19 (IQ diagram přenosu) s detailem absolutních chyb na Obr. 3.20 jsou chyby výpočtu přenosu v případě SIW šestibranu daleko větší a je tedy nutné uvažovat i přesnější rovnice postihující více parazitních jevů. Relativně dobré přesnosti lze tedy dosáhnout pouze v případě uvažování dvou, tří a více (postihuje rovnice pro re-normalizaci) odrazů ve struktuře.



Obr. 3.21 SIW šestibran – Ampl. a fáz. charakteristiky pro různé variace zátěží.

3.5 Závěr

V této kapitole jsou uvedeny možnosti, jak lze vypočítat přenos šestibranu pomocí s-parametrů a koeficientů odrazu. Jak je ze simulací zřejmé největší přesnost nám udává maticové řešení, avšak je výpočetně nejvíce náročné. Výběr řešení výpočtu závisí na několika požadavcích. Prvním z nich je přesnost a druhým je dostupný výpočetní výkon. Zcela jiné řešení je vhodné zvolit při výpočtu tabulky koeficientů pro jednotlivé stavy impedancí v PC, nebo v řídicím obvodu (např. FPGA, mikrokontrolér), kde by výpočet přenosu (impedancí) mohl probíhat během procesu modulace.

Porovnáním dvou navržených struktur vyplývá, že jeden z nejdůležitějších parametrů pro možné zjednodušení výpočtu (nebo pro minimalizaci chyby vzniklé jednoduchým výpočtem) je vlastní izolace jednotlivých bran mezi sebou, kde i pár dB stačí k tomu, aby chyba tak velká nebyla.

Z výsledného experimentálního ověření je rovněž patrné, že příspěvek trojitého odrazu ve struktuře není příliš velký. V případě mikropáskového šestibranu nepřináší již žádný kýžený efekt.

4 Výpočet optimálních impedancí a tvarová modulace

4.1 Výpočet optimálních impedancí na modulačních portech

Pro výpočet jednotlivých impedancí budeme vycházet pro ideální případ z rovnice (3.6). Přenos mezi vstupem a výstupem pro obecnou změnu amplitudy a fáze, vyjádřenou komplexními čísly x , y zobrazuje (4.1). Čísla x a y nám v tomto případě dávají informaci o normovaném zobrazení v I a Q rovině, kde se pohybujeme v jednotkovém rozsahu pro obě roviny. Dosazením do rovnice (3.6), získáme idealizovanou závislost mezi impedancemi a zvolenými koeficienty přenosu (4.2).

$$U_{out} = -\frac{1}{2}U_{in}(x + jy) \quad a \quad x, y \in (-1,1) \quad (4.1)$$

$$(\Gamma_1 + \Gamma_2) + j(\Gamma_3 + \Gamma_4) = 2(x + jy) \quad a \quad x, y \in (-1,1) \quad (4.2)$$

Budeme-li pokračovat dále v ideálním modelu, pak lze jednoduše převést koeficienty odrazu na vlastní impedance (4.3), (4.4):

$$\Gamma = \frac{Z_z - Z_{port}}{Z_z + Z_{port}} \quad a \quad Z_{port} = 50 \, \Omega \quad (4.3)$$

$$\left(\frac{Z_1 - Z_{port1}}{Z_1 + Z_{port1}} + \frac{Z_2 - Z_{port2}}{Z_2 + Z_{port2}} \right) + j \left(\frac{Z_3 - Z_{port3}}{Z_3 + Z_{port3}} + \frac{Z_4 - Z_{port4}}{Z_4 + Z_{port4}} \right) = 2(x + jy) \quad (4.4)$$

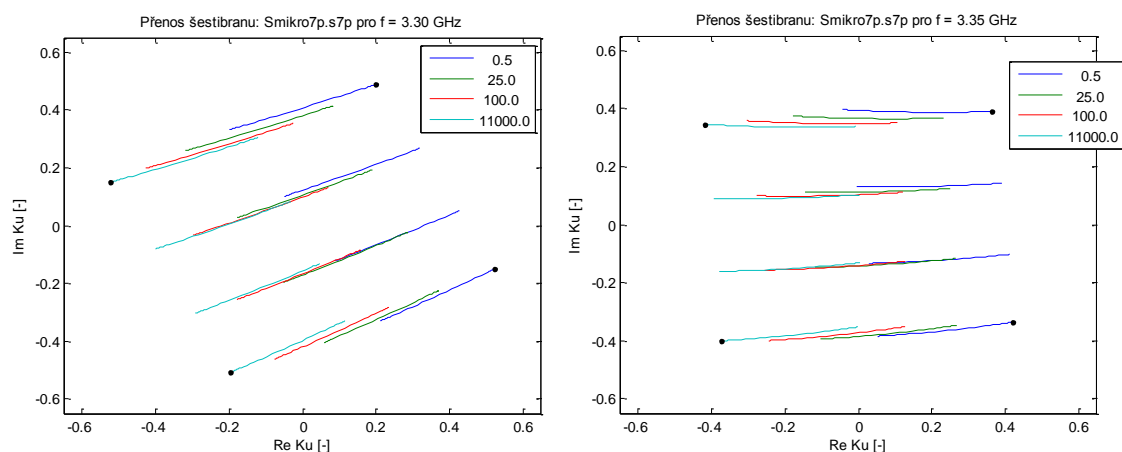
Při výpočtu jednotlivých stavů pomocí rovnice (4.4), vznikne pro každý stav, vyjma stavů krajních, mnoho kombinací jednotlivých impedancí. Počet kombinací lze výrazně snížit, pokud bude schéma ještě více idealizováno použitím pouze reálných impedancí a dále současným výpočtem všech stavů najednou. Případ pro modulaci 16QAM, kde jsou v rozboru použity pouze 4 hodnoty modulačních impedancí je uveden v [7]. Zde jsou použity hodnoty $150 \, \Omega$ a $16,67 \, \Omega$ na portech Qa , Ia a dále idealizovaný zkrat a nekonečno (otevřený port) na Qb , Ib . Tímto řešením bylo ovšem sníženo maximum přenosu na cca 75%, avšak bylo možno modulace docílit pomocí čtyř přepínačů.

Začneme-li se zabývat reálnou strukturou šestibranu, zjistíme, že rovnice a rozbor uvedený v úvodu nezahrnuje mnoho důležitých parametrů, které budou ovlivňovat výsledný modulovaný signál, jak již bylo ukázáno v předchozí kapitole. Avšak i v případě, kdy vezmeme v potaz nedokonalé přizpůsobení a přeslechy mezi branami, rovnice ukázané v úvodu z principiálního hlediska platí, ale bude nutno je rozšířit o dvě korekční proměnné (4.5).

$$(\Gamma_1 + \Gamma_2) + j(\Gamma_3 + \Gamma_4) = 2(x + jy) \cdot A \cdot e^{-jB} \quad a \quad x, y \in (-1,1), \quad (4.5)$$

kde A udává korekci přenosu amplitudě, toto číslo by mělo být blízké 1 a může být i vyšší, ale ve většině případů je menší. Druhý činitel je korekce fázová, toto číslo na rozdíl od předchozího je frekvenčně závislé, ale v případě, že bude tato korekce pro všechny body v konstelačním diagramu podobná, tj. chyba nebude větší než nízké jednotky procent, je možné tuto konstantu v přenosovém řetězci zanedbat, jelikož o odstranění fázové chyby se stará přijímací strana (k otáčení fáze signálu dochází samozřejmě i během cesty signálu od vysílače k přijímači). V dalším textu budeme porovnávat jednotlivé šestibraný navrhované v předchozích kapitolách, zejména z hlediska nutnosti korekcí a platnosti rovnice (4.4).

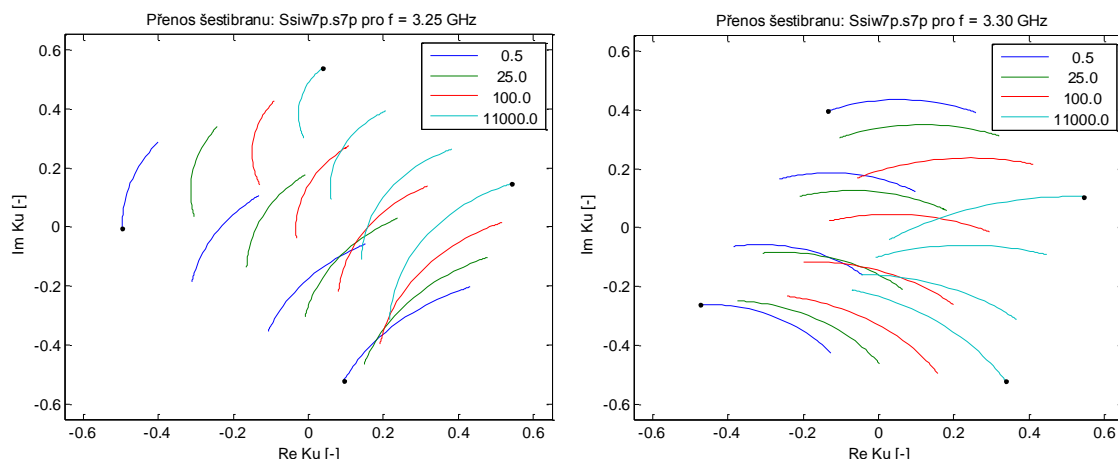
Pro prvotní zjednodušený návrh budeme uvažovat pouze připojené impedance s reálným odrazem, tj. impedance pouze s rezistivním charakterem. Obrázky níže ukazují případy pro mikropáskový a SIW šestibran, kde hodnoty připojených zátěží k branám v jedné polovině, pro další text brány I, jsou totožné a po dobu rozmítání konstantní v rozsazích uvedených v legendě (jednotlivá uskupení). V druhé polovině šestibranu, zde brány označíme Q, je vždy jedna z bran připojena ke konstantní zátěži a druhá je logaritmicky rozmítána v padesáti bodech v rozsahu totožném jako brána první. Výsledné přenosy šestibranu jsou v dalším textu počítány pomocí rovnice (3.9).



Obr. 4.1 Mikropáskový šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmítáním jedné brány.

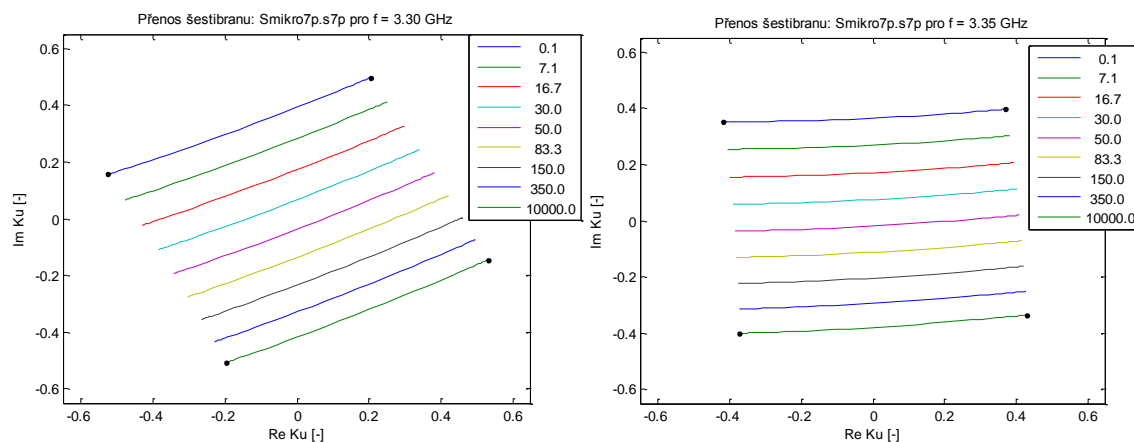
Jak je možné na obrázku výše vidět, brána I se společnými impedancí udává posun v jedné rovině a brány Q udávají posun v rovině druhé. Pro tento případ šestibranu jsou linky rozmítaného signálu téměř rovnoběžné a impedance na druhé straně nám pouze udává startovní bod. V tomto případě lze hledání přenosové funkce zjednodušit tím, že budeme obě brány řídit současně jedním signálem a výstupní signál bude možno udržet v pomyslném obdélníku.

Jak je vidět na obrázku níže, pro SIW šestibran výsledné křivky pro totožné rozmítání díky velkým přeslechům nejsou zdaleka rovnoběžné a při rozmítání obou modulačních bran jak I tak Q sdruženým signálem bude nutné provést složitější korekce.



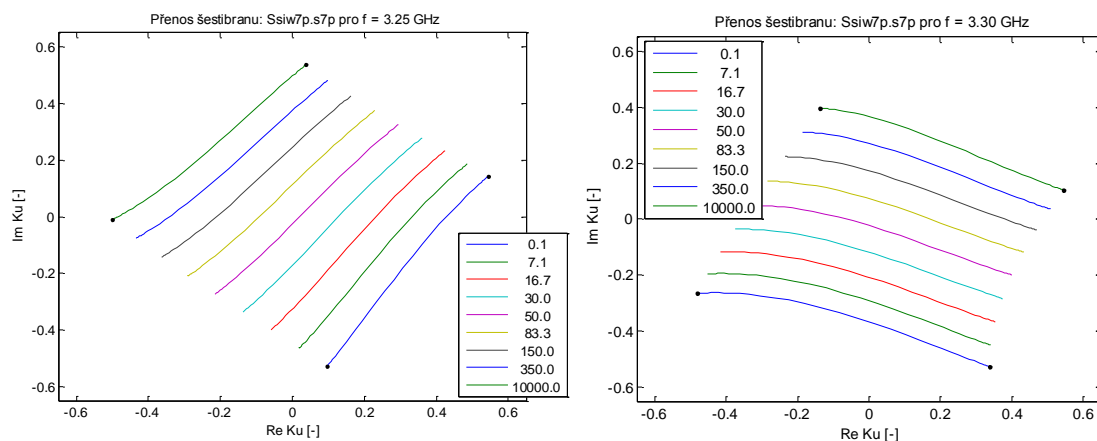
Obr. 4.2 SIW šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmítáním jedné brány.

Pro další pokusy je pro zjednodušení využito omezení, kde obě impedance připojené k branám I a Q jsou totožné, čímž se nám zmenší počet řešení na jedno pro každý bod ve stavovém diagramu, např. pro vytvoření 64QAM modulace. Toto řešení by bylo navíc výhodné pro řízení I a Q složky výstupního signálu, které by mohlo být řízeno pouze dvěma signály, tj. oba říditelné prvky by byly řízené jedním signálem. První obrázek nám ukazuje rozmítání šestibranu pro případ, kdy hodnoty na jedné bráně jsou konstantní a druhá brána je logaritmicky rozmítána v padesáti bodech v rozsahu totožném jako brána první.



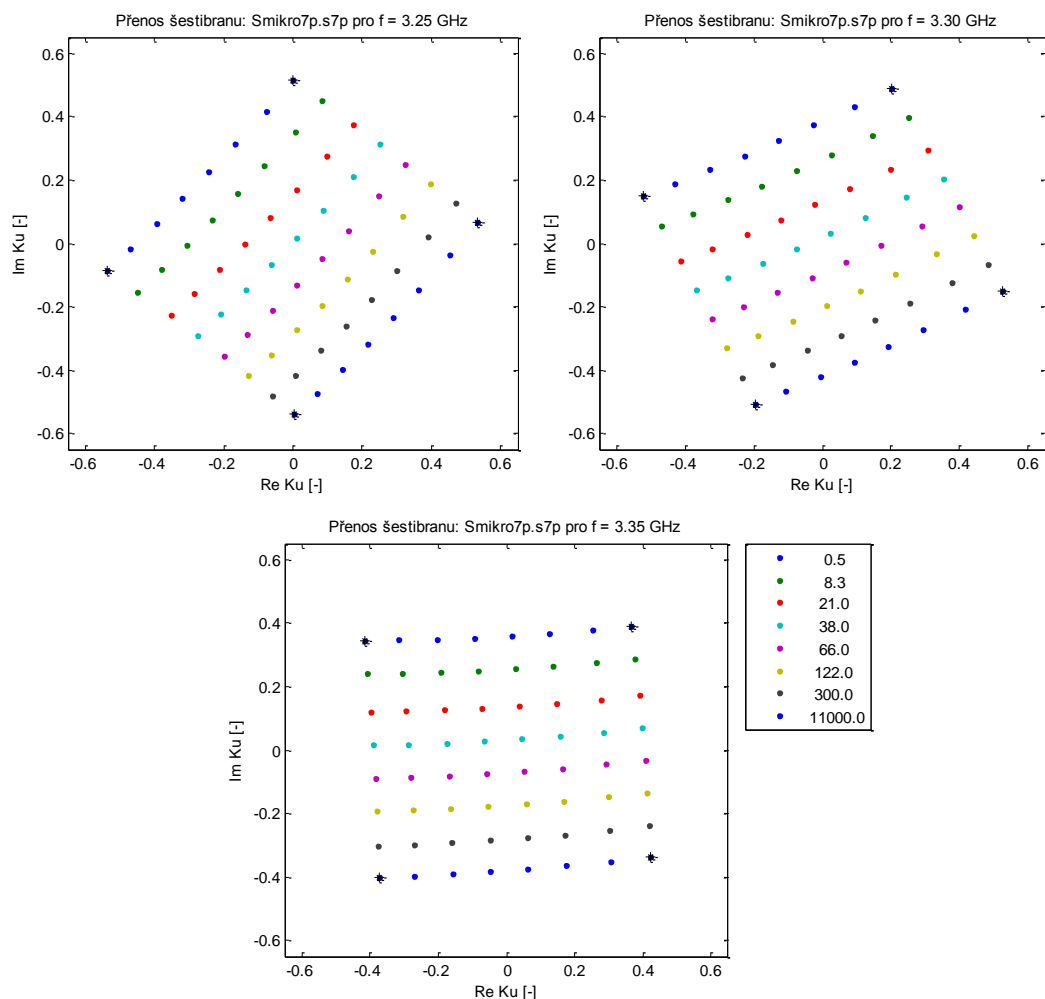
Obr. 4.3 Mikropáskový šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmítáním I a Q bran současně.

Jak je vidět na Obr. 4.3a, pro frekvenci 3,35 GHz je možné uvažovat v tomto případě celé spektrum impedancí a korekce není téměř potřeba, pomineme-li vyšší útlum kde A je cca kolem 0,8. Směrnice pohybu po diagramu v tomto případě plně odpovídá rovnici (3.6), podle které je pro zkrat zobrazen bod $[0,5 + 0,5j]$ a se zvyšujícími impedancemi se pohybujeme k záporným hodnotám v obou rovinách. V případě Obr. 4.3b již není stavový diagram čtvercový, ale lichoběžníkový, proto by v případě modulací s velkým počtem stavů bylo zřejmě nutné korigovat krajní stavy a nejen parametr B .

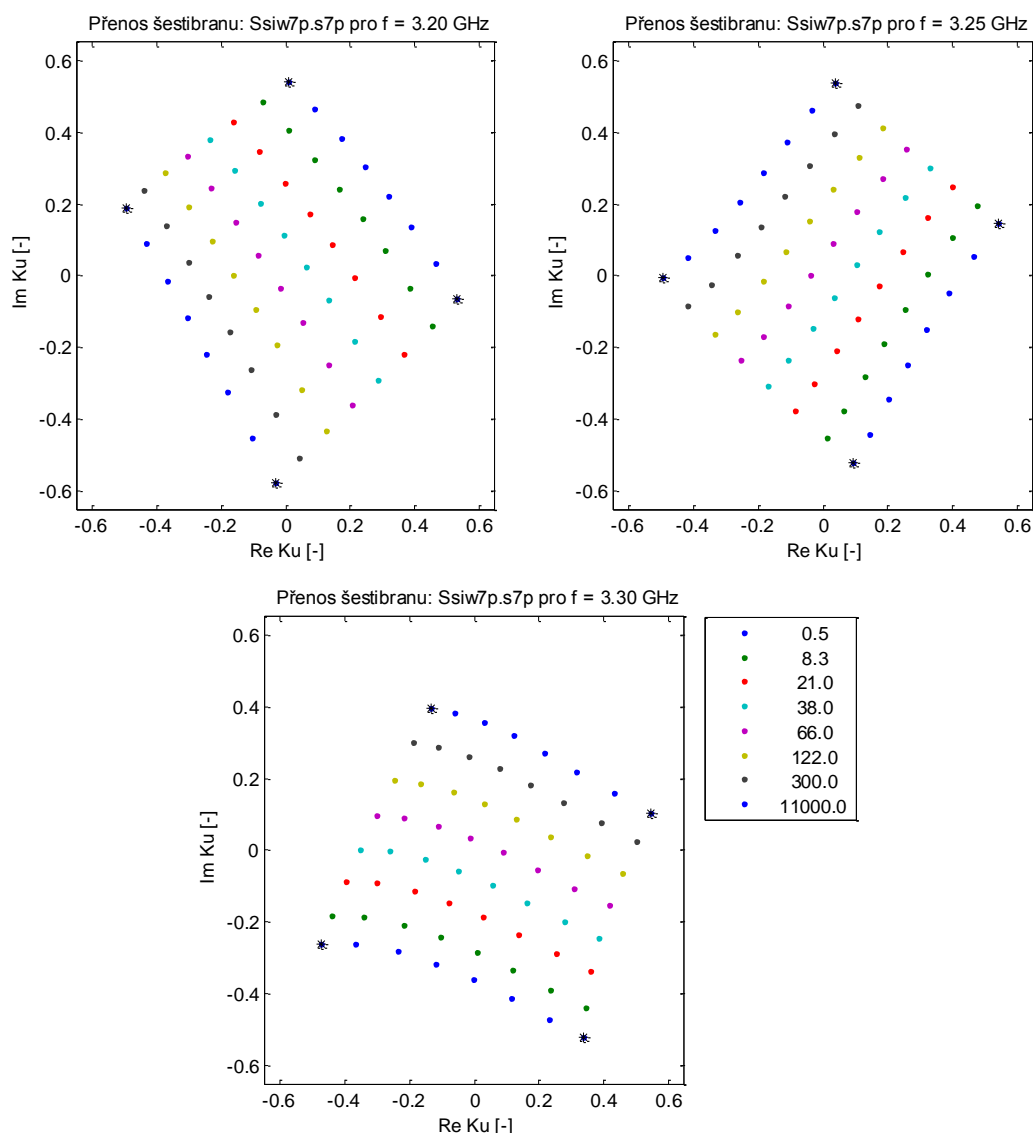


Obr. 4.4 SIW šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmitáním I a Q bran současně.

Na Obr. 4.4 můžeme vidět, že SIW šestibran je na rozdíl od mikropáskového zkreslen daleko více, prohnutí které je viditelné v části b) je způsobeno vzájemným ovlivňováním signálu mezi branami (angl. crosstalk, přeslechy). Zde v případě, že by byla nutná absolutní linearita a čtvercový průběh, by bylo nutno korigovat jednotlivé body a také zmenšit celkovou oblast stavového diagramu, ve které se budou nacházet jednotlivá řešení.



Obr. 4.5 Mikropáskový šestibran – QAM64 pro různé frekvence.



Obr. 4.6 SIW šestibran – QAM64 pro různé frekvence.

Na Obr. 4.5 a Obr. 4.6 můžeme vidět, jak by mohl vypadat stavový diagram pro modulaci 64QAM. Pro první případ je použitelný celý rozsah stavového diagramu a korekce lze buď zcela vynechat, nebo budou minimální. Pro SIW šestibran platí tak, jak bylo již předloženo v textu výše, že pro vyšší modulace bude nutno velkých korekcí.

4.2 Tvarová modulační filtrace s uvažováním six-portu

Principy modulace pomocí šestibranu a návrhy struktur šestibranových modulátorů jsou rozebrány v několika článcích, kde je možné najít i matematický aparát pro ideální šestibran (rovnice vycházejí z článku [1]) a následnou modulaci 4QAM nebo 16QAM. Modulace v některých článcích, např. [1] a [2], je řešena pomocí rychlých přepínačů (útlumy a vlastní impedance přepínačů přidána do obvodu není v článcích řešena), kde ke každému přepínači jsou připojeny dvě pevné impedance (používané provedení u Z_{short} je zkrat se zemí a Z_{open} je vytvářeno vedením s fázovým posuvem 90° , na jehož

konci je zkrat na zem). Druhým řešením modulačních impedancí, které je popsáno v článku [7], jsou Schottkyho diody řízené napětím. V tomto článku jsou matematicky odvozeny závislosti mezi napětím a impedancí a jsou zde popsány vhodné parametry budiče (tj. připojeného modulačního napětí na diodu) pro dosažení jednotlivých stavů v konstelačním diagramu. V žádném z těchto článků není však řešen přechod modulovaného signálu mezi symboly v konstelačním diagramu, budou-li se modulační impedance měnit pouze přepínáním, nebo budou-li řízeny skokovým ovládacím napětím. Průběh přechodů modulačního signálu mezi symbolovými stavy je důležitý především z hlediska spektrální šířky pásma generovaného modulovaného signálu.

Vezmeme-li v úvahu ideální šestibran, kde se brány neovlivňují, pak pokud budeme modulovat přepínáním anebo skokovou změnou napětí, bude šířka pásma zabraného modulací, jak je uvedeno např. v [40], velmi velká (v ideálním případě nekonečná). K zúžení spektra dojde, pokud se na modulační signál použije vhodná filtrace, nejčastěji se používá filtr typu Raised-cosine s definovaným roll-off faktorem β v rozmezí $0 \div 1$, jeho impulsní charakteristika a přenos jsou uvedeny v (4.5, 4.6) [40]. To však vyžaduje měnit připojené impedance pozvolna tak, aby bylo pro jednotlivé symboly dodrženo (4.5). Aby bylo možno filtraci provést, je nutno nejprve namísto modulace řešené přepínáním pevných impedancí zvolit impedance říditelné napětím (např. Schottkyho dioda, PIN dioda, FET tranzistor), u každého prvku určit závislost impedance na napětí (ideálně ji softwarově linearizovat na základě velikosti a znaménka odrazu) a tímto napětím spojitě řídit každou z těchto impedancí dle zvolené filtrace. Jako příklad lze vzít modulátor z obr. 1b., kde by se teoreticky u spojitěho řízení při změně stavu z $I+j$ na $I-j$ hodnota odrazu na impedanci na branách Q změnila z $\Gamma_Q = 1$ na $\Gamma_Q = -1$ podle kosinusoidy (platí pro $\beta = 1$).

$$h(t) = \sin c\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi \beta t}{T_s}\right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}} \quad (4.5)$$

$$H(f) = \begin{cases} T_s & , \quad 0 \leq |f| < \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi T_s}{\beta} \left\{ |f| - \frac{1}{2T_s} \right\} \right] & , \quad \frac{1-\beta}{2T_s} \leq |f| < \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & , \quad \frac{1+\beta}{2T_s} \leq |f| \end{cases} \quad (4.6)$$

V případě spojitěho řízení by byla cesta mezi dvěma stavy (tj. změna amplitudy a fáze výstupního signálu) pevně dána dle funkce filtru. Ve vlastní realizaci budou data posílána číslicově a impedance budou ovládány pomocí D/A převodníků a dostáváme se tedy do oblasti nespojitých signálů, kde se napětí mění skokově, tj. přepínáním jako v prvním případě, což nám opět rozšiřuje spektrum. Aby bylo spektrum bylo co nejužší, použijeme tzv. převzorkování (interpolaci) vstupních dat několikanásobně vyšší rychlostí (než je rychlost dat) a signál budeme filtrovat číslicově. V případě zátěží a převodníků, které by měly nulovou setrvačnost (ideální prvky), by i v tomto případě docházelo ke skokům mezi stavy a mezistavy (maximální velikost skoku, tj. změn hodnot I a Q složek, je funkcí převzorkování, zvolené modulace a filtru), avšak již máme částečně definovanou cestu přechodu mezi jednotlivými stavy (která by ideálně

neměla procházet nulou). V reálném obvodu se pro vysokorychlostní přenosy začnou uplatňovat setrvačnosti řídicích obvodů a impedancí, což by mohlo dopomoci k linearizaci mezi jednotlivými skoky v diagramu (hodnoty odrazů se poté budou měnit pozvolně a ne skokově).

Pro možný výpočet impedancí u struktury s implementovaným filtrem vyjdeme ze vztahu, který bude definovat množinu modulačních impedancí jako funkci hodnot I a Q složek ve stavovém diagramu (pro číslování portů struktury na obr. 1b.):

$$\{Z_1 \ Z_2 \ Z_3 \ Z_4\} = f(I, Q). \quad (4.7)$$

Pro ideální šestibran, by bylo možné funkci ve vzorci (4.7) vyjádřit pomocí vzorce (4.4). Velikosti amplitud I a Q složek definujeme jako funkci, která má několik vstupních parametrů, kterými jsou v rovnici (4.8): D - vstupní data, M -type - typ modulace (např. 16QAM), β - Roll-off faktor Raised-cosine filtru, N - koeficient převzorkování.

$$(I, Q) = f(D, M\text{-type}, \beta, N). \quad (4.8)$$

Dosadíme-li do (4.7) rovnici (4.8), pak vznikne vztah, který definuje parametry impedancí na jednotlivých modulačních branách.

$$Z_x = f(D, M\text{-type}, \beta, N). \quad (4.9)$$

Reálným výsledkem implementace této funkce by měla být posloupnost impedancí závislých na vstupních datech. Pokud bude známa závislost mezi řídicím napětím a impedancemi, pak by měla implementovaná funkce mít výstupy dle (4.10).

$$[U_{Z1} \ U_{Z2} \ U_{Z3} \ U_{Z4}] = f(D, M\text{-type}, \beta, N). \quad (4.10)$$

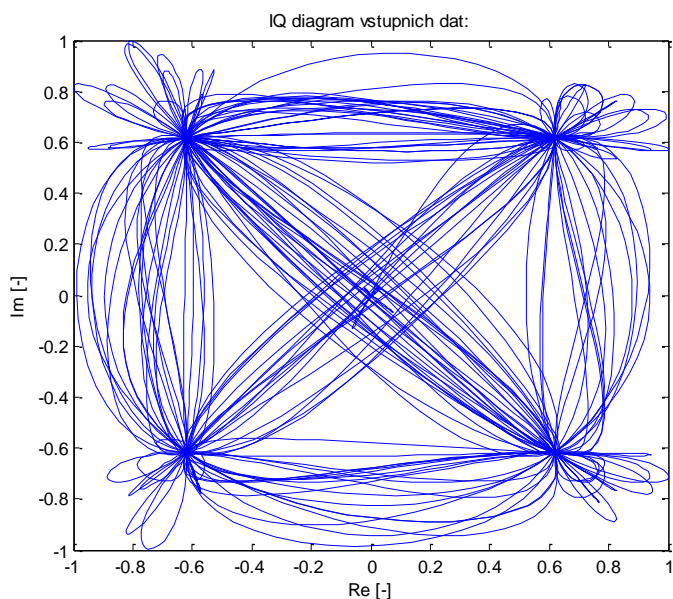
Vlastní realizace vztahu (51) by mohla být provedena tak, že bude vytvořena síť I a Q složek v IQ diagramu, která bude mít P -krát více stavů než, kolik má vlastní modulace (P je závislé na převzorkování). Pro každý bod v této síti bude hledáno řešení, jehož výsledkem budou napětí na jednotlivých impedancích. Algoritmus pro filtr vypočte velikosti I a Q , které budou dosazeny do nejbližšího pole v této síti, která bude uložena např. jako tabulka v řídicím obvodu. Toto řešení bude rychlejší a méně výpočetně náročné, než přímý výpočet jednotlivých napětí pomocí funkce, jelikož ta by musela být i o mnoho obsáhlejší.

Stejně jako v předchozí kapitole se situace ještě více zkomplikuje, začneme-li brát v úvahu reálné parametry šestibranu. Jelikož se impedance vzájemně ovlivňují (resp. je ovlivněna velikost a fáze vlny na portu jiným portem), byl by přímý výpočet těchto impedancí velice složitý. Hledání impedancí pro základní modely (o kterých pojednává minulá kapitola) bude zřejmě vyžadovat optimalizace, je tudíž prakticky nereálné impedance dopočítávat během přenosu dat a proto byla zvolena cesta dosazování do tabulek.

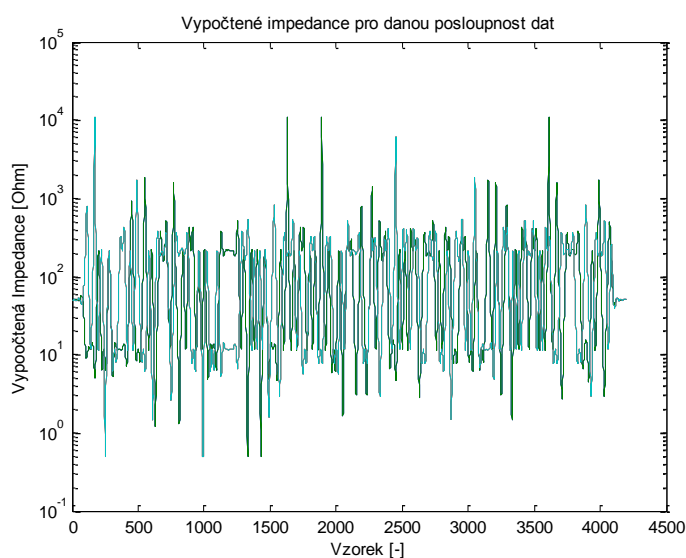
Jádrem této práce je stanovit metodiku postupu, jak provést výpočet napětí (resp. hodnoty vstupující do DA převodníku, nebude-li napětí přivedeno přímo a bude upravováno) na řídicích modulačních impedancích pro jednotlivé stavy a mezistavy modulátoru, který má již reálné parametry (včetně parametrů impedancí).

Vyjdeme-li z předchozí kapitoly a tím pádem se zjednodušené rovnice (4.5), kde pro další zjednodušení použijeme řízení obou impedancí současně a uvažujeme pouze rezistivní modely impedancí, pak můžeme pomocí základních vztahů pro výpočet

impedance z požadovaného odrazu určit zátěže. V dalším textu jsou zobrazeny simulace souboru náhodných dat pro 4QAM a 16QAM modulaci filtrované pomocí Raised Cosine filtru. Tyto obrázky byly zvoleny zejména z toho důvodu, že u vícecestavových modulací (64QAM, 256QAM) by na výsledném obrázku nebylo nic poznat.

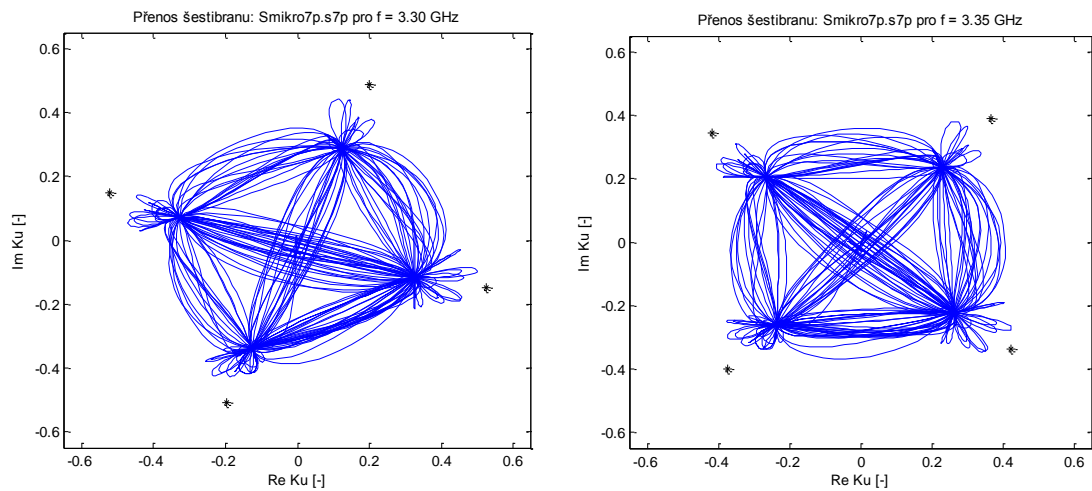


Obr. 4.7 Vstupní data pro 4QAM v IQ rovině

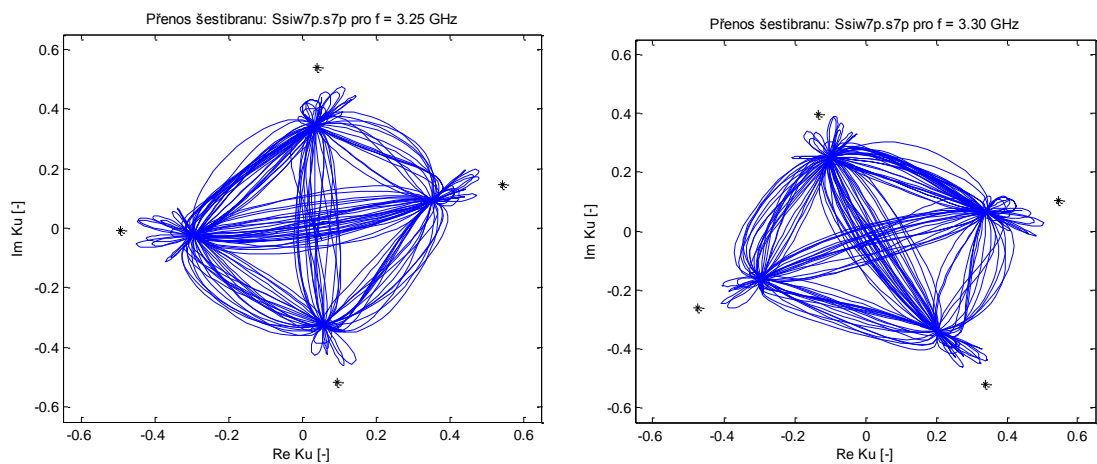


Obr. 4.8 Vypočtené impedance pro danou posloupnost dat za filtrem (QAM)

Na Obr. 4.7 jsou zobrazena vstupní data označována v předchozím textu jako x a y , kterých chceme ve výsledku dosáhnout (výsledné obrázky jsou k datům invertovány, viz. znaménko „-“ dle vzorce (6)). Na Obr. 4.8 jsou zobrazeny vypočítané impedance pro I (zelená) a Q (modrá) složku.

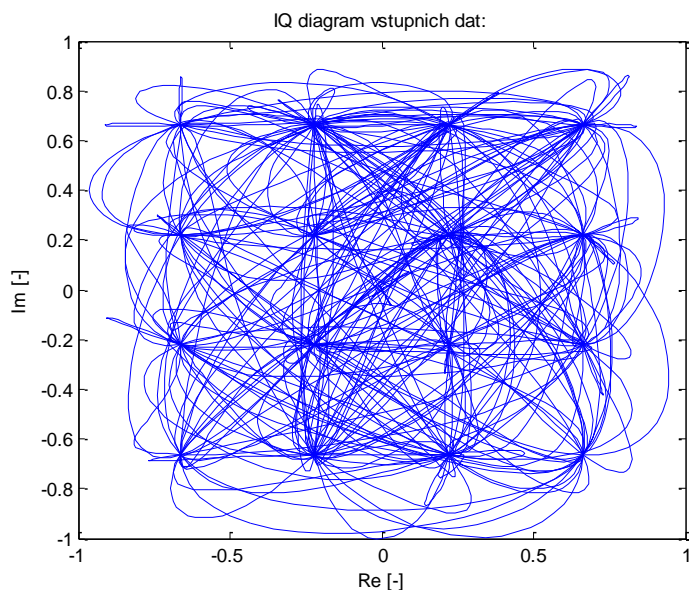


Obr. 4.9 Mikropáskový šestibran - výstupní data pro 4QAM v IQ rovině pro různé frekvence

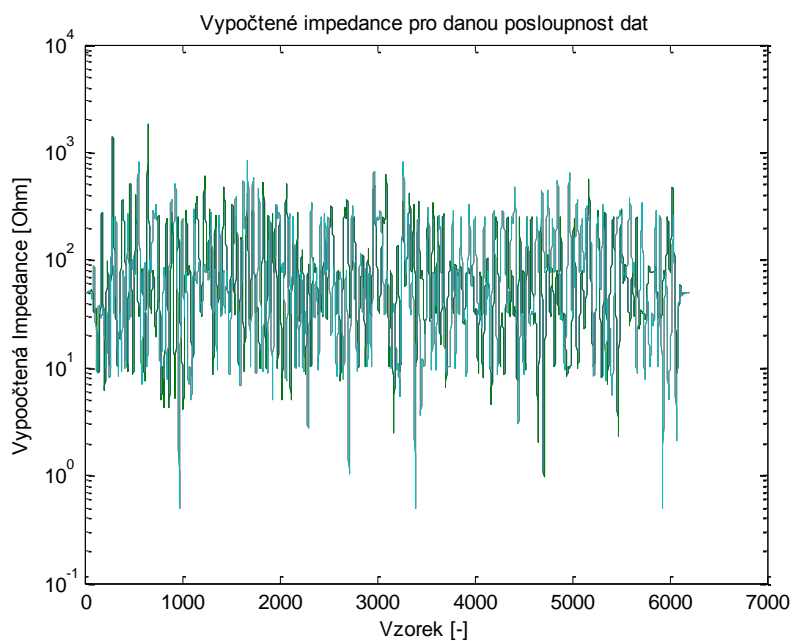


Obr. 4.10 SIW šestibran - výstupní data pro 4QAM v IQ rovině pro různé frekvence

Na Obr. 4.9 a Obr. 4.10 jsou zobrazeny v konstelační diagramy pro oba dva druhy šestibranů. Data by v obou případech mohla být dekodována i přes zjevnou kompresi signálu v jedné polorovině.

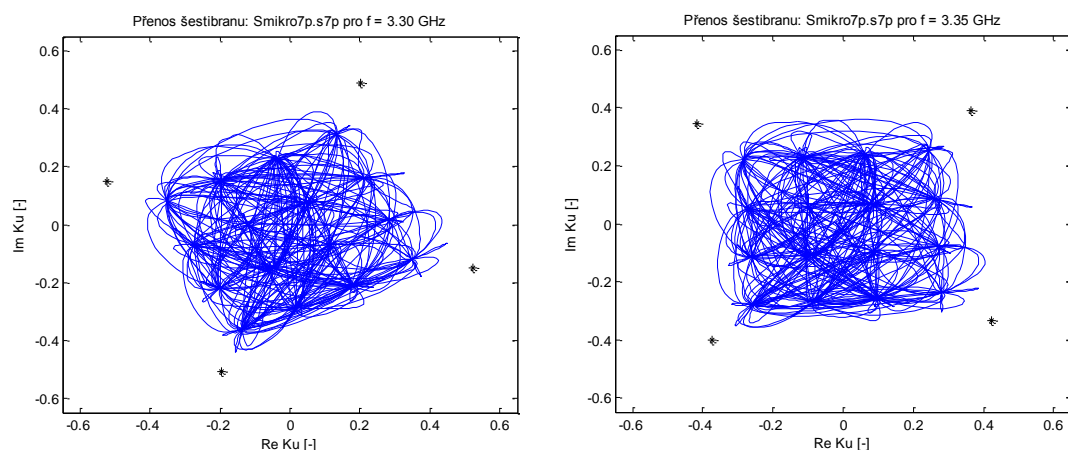


Obr. 4.11 Vstupní data pro 16QAM v IQ rovině

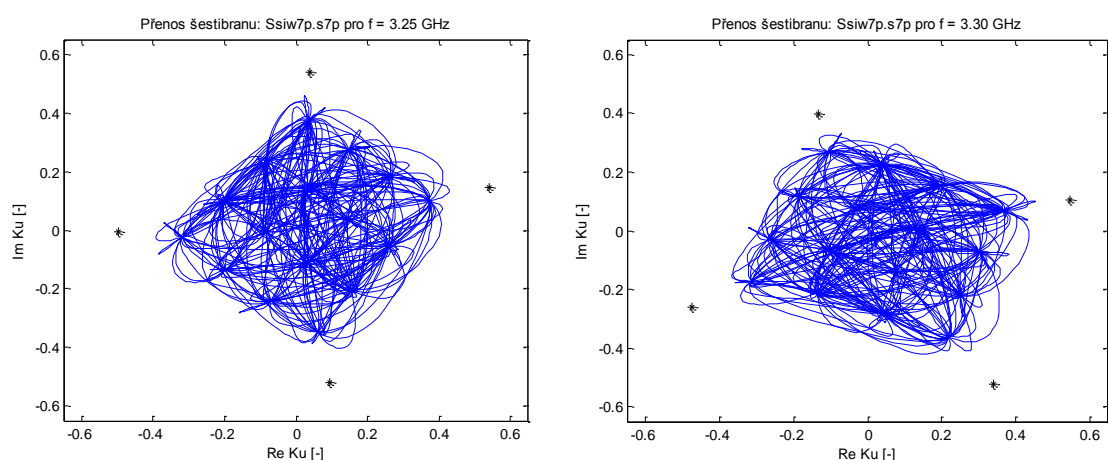


Obr. 4.12 Vypočtené impedance pro danou posloupnost dat za filtrem (16QAM)

Na obrázcích výše jsou zobrazeny jak zdrojová data pro modulaci 16QAM (Obr. 4.11), tak i výsledné vypočtené impedance (Obr. 4.12). Pro tato data jsou zobrazeny na Obr. 4.13 (mikropáskový šestibran) a Obr. 4.14 (SIW) konstelační diagramy po zkreslení signálu vlastní strukturou šestibranu (uvažováním jeho reálných parametrů). I zde by v obou případech mohla být data na přijímači dekodována.



Obr. 4.13 Mikropáskový šestibran - výstupní data pro 16QAM v IQ rovině pro různé frekvence



Obr. 4.14 SIW šestibran - výstupní data pro 16QAM v IQ rovině pro různé frekvence

4.3 Závěr

V této kapitole zabývající se hledáním optimálních impedancí a tvarovou modulací, bylo popsáno že v případě šestibranu a pouze rezistivních zátěží by bylo pro zjednodušení řízení možno ovládat obě sousední modulační brány pomocí jednoho signálu. Díky tomuto zjednodušení nám vznikne pro každý stav pouze jedno řešení a navíc se značně zjednoduší řízení. Z jednotlivých simulací v kapitole 4.1 vyplývá, že pro požadovaný tvar 64QAM by bylo v případě použití SIW šestibranu (ačkoliv nedochází ke zkreslení reálnými zátěžemi) nutno využít korekce či nějakého druhu předkreslení.

Druhá podkapitola se zabývá tvarovou modulací. Zde jsou data přepočítána na rezistivní zátěž (čímž je vše velmi zjednodušeno) a následně použita pro oba druhy šestibranů. Jak je vidět, v obou případech (4QAM i 16QAM) muselo dojít ke zjevné kompresi užitečného signálu (pro porovnání jsou v diagramech uvedeny maximální rozsahy šestibranu). Při pohledu na rozsah vypočtených vstupních impedancí jsou díky této kompresi data v použitelném rozsahu a pouze malá část by jich byla na reálné zátěži ořezána.

5 Návrh zatěžovacích impedancí a experimentální ověření

Touto kapitolou bych chtěl volně navázat na části s názvem „Návrh variabilních impedancí“ a „Výpočet optimálních impedancí na modulačních portech“. První část se bude věnovat dvou typům návrhu impedancí (tj. vlastnímu zapojení a provedení DPS). Vlastní zátěže oproti šestibranům z článků (např. [7] a [8]) nejsou integrovány přímo do desky modulátoru (šestibranu). Integrace by zřejmě mohla výrazně zlepšit výsledky přenosu, které jak bude dále uvedeno nejsou ideální, dále odstranit některé chyby vlastního měření, ale nebylo by možné vyzkoušet různé varianty, což je v tomto případě výhodou.

V druhé části je hlavním cílem porovnání všech pro mě v době měření dostupných diod a tranzistorů, které byly změřeny nejprve na původní DPS (viz. kapitola 2.5, Obr. 30). Trojice vybraných typů (PIN, Shottkyho dioda a tranzistor – zde byl výběr omezen tím co bylo v té době k dispozici v dostatečném množství) byla navíc změřena na finálních návrzích DPS.

Aby bylo možno tyto součástky kvalitativně porovnat, byl ve třetí kapitole pro naměřené parametry zátěží simulován jak maximální rozsah přenosu, tak i předvýběr hodnot pro modulaci QAM64 na ideálním šestibranu.

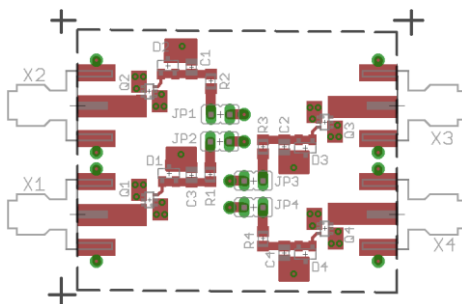
Poslední částí je experimentální ověření modulátoru jako celku. I toto je stejně jako předchozí kapitoly měřeno na VNA (jelikož mě zajímal přenos), takže se jedná o DC měření, kdy pro určité kombinace napětí na zátěžích byl zjišťován přenos. Výsledky tohoto měření nebyly v totožné s očekáváním, tj. alespoň tvarově porovnatelné se simulacemi. Důvod a postupné dopracování se k tomu že výsledky jsou správné je však v této kapitole rozebrán.

5.1 *Proměnné impedance, návrh hardware*

Jak bylo již nastíněno v kapitole věnující se hardwarovému návrhu, první návrh neodpovídal zcela představám a proto byl nejprve modifikován. Po úpravách uvedených v kapitole s popisem, byly jeho parametry dostačující pro prvotní měření (měření na VNA, kde bias byl pomocí DC zdroje), díky němuž si bylo možno udělat si prvotní představu jaké jsou maximální rozsahy různých typů zátěží. Následně vybrat proměnné zátěže pro další experimenty.

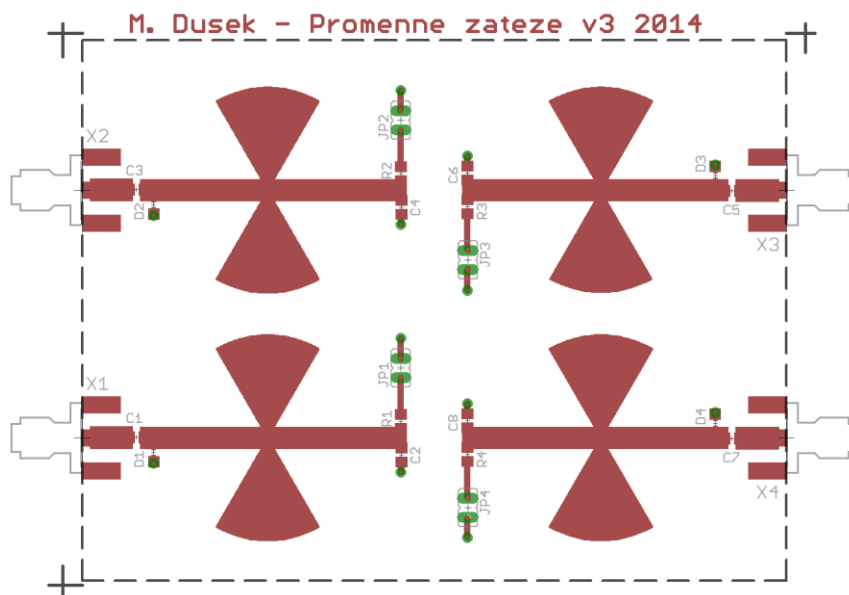
Pro další měření vznikly dva návrhy DPS vždy pro čtveřici zátěží. První návrh (Obr. 5.1) vychází přímo z návrhu minulého (z úprava pro použití s tranzistorem), pouze je zde krácen přívodní mikropásek na nezbytné minimum a je přidán ochranný obvod pro hradlo tranzistoru. Tranzistory Q1 až Q4 představují vlastní zátěže, a jsou zapojeny tak, že drain je připojen vedením na výstupní konektor (předpokládá se nulová DC složka), source je připojen pomocí prokovu (via) přímo na zem (použité tranzistory mají source vyveden na 4 vývodech do kříže). Gate je připojen na přes diodu (D1 až D4,

jedná se o Zenerovu diodu s $U_z = 2,7\text{V}$) a rezistor ($R1$ až $R4$, hodnota $100\ \Omega$) ke vstupu signálu. Jelikož se předpokládalo že signály budou pomalé, byla jako vstupní konektor použita pinová lišta. Kondenzátory $C1$ až $C4$ zde fungují jako jednoduchá dolní propust (použit $C = 100\ \text{pF}$, mezní kmitočet $15,9\ \text{MHz}$).



Obr. 5.1 DPS proměnných zátěží - verze pro tranzistory, rozměry desky: 43,2 x 34,6

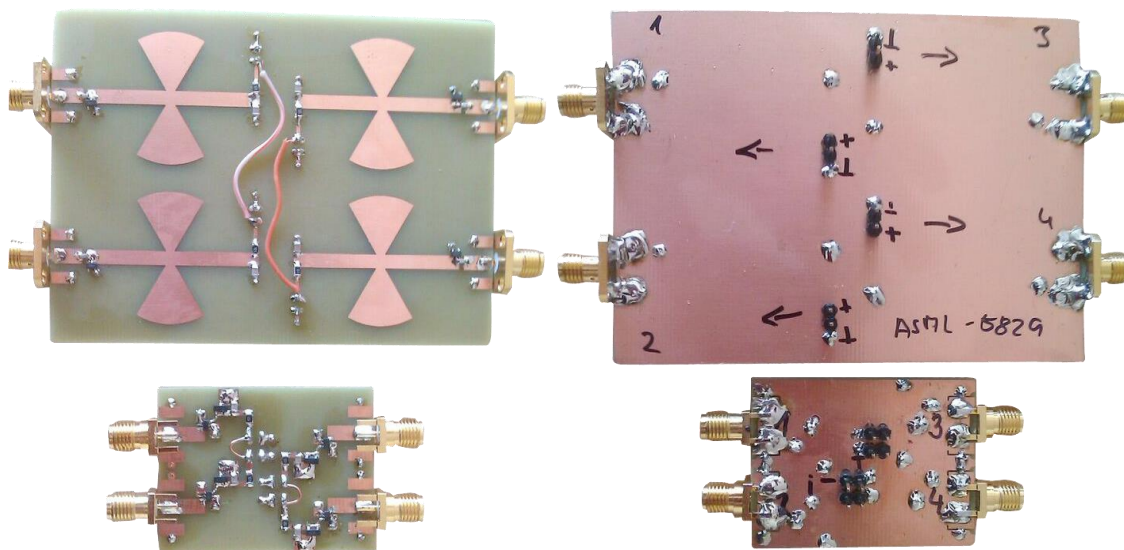
Druhý návrh použitý pro proměnné zátěže je zobrazen na Obr. 5.2. Tento návrh využívá jako proměnnou zátěž diody ($D1$ až $D4$, byly testovány PIN a Shottkyho diody), které jsou zapojeny v propustném směru k zemi co nejbližší u konektoru. Aby bylo možno diody napájet, bylo nejprve nutno oddělit DC složku (šestibraný jsou DC zkratováni nebo mají mezi živým koncem a zemí $50\ \Omega$ rezistor). Toto je provedeno pomocí kondenzátorů $C1$ až $C4$, kde $C = 1\text{nF}$. Vlastní napájení je střídavě odděleno pomocí čtvrtvlnného vedení zakončeného zkratem (angl. radial stub, např. [26] a [31]), poté následuje další čtvrtvlnné vedení, které je zakončeno vlastním obvodem pro tzv. „DC biasing“. Jedná se o RC obvod $R1$ až $R4$ a $C5$ až $C8$, kde $R = 100\ \Omega$ a $C = 47\ \text{pF}$.



Obr. 5.2 DPS proměnných zátěží - verze pro diody, rozměry desky: 94 x 71,8

Obě varianty zátěží, vyrobené a osazené jsou vidět na Obr. 5.3. Jako materiál DPS byl použit FR4 a i tato deska je mírně odladěna stejně jako desky s „mikropáskovým šestibranem“ oproti simulacím, které byly provedeny v programu Ansoft Designer.

Pro účel zjednodušení měření (kdy kombinací bylo opravdu mnoho), jsou pro oba případy zkratovány vstupy na levé a pravé straně DPS, což je ostatně vidět na Obr. 5.1.



Obr. 5.3 osazené DPS proměnných zátěží: vlevo pohled shora, vpravo pohled zespodu

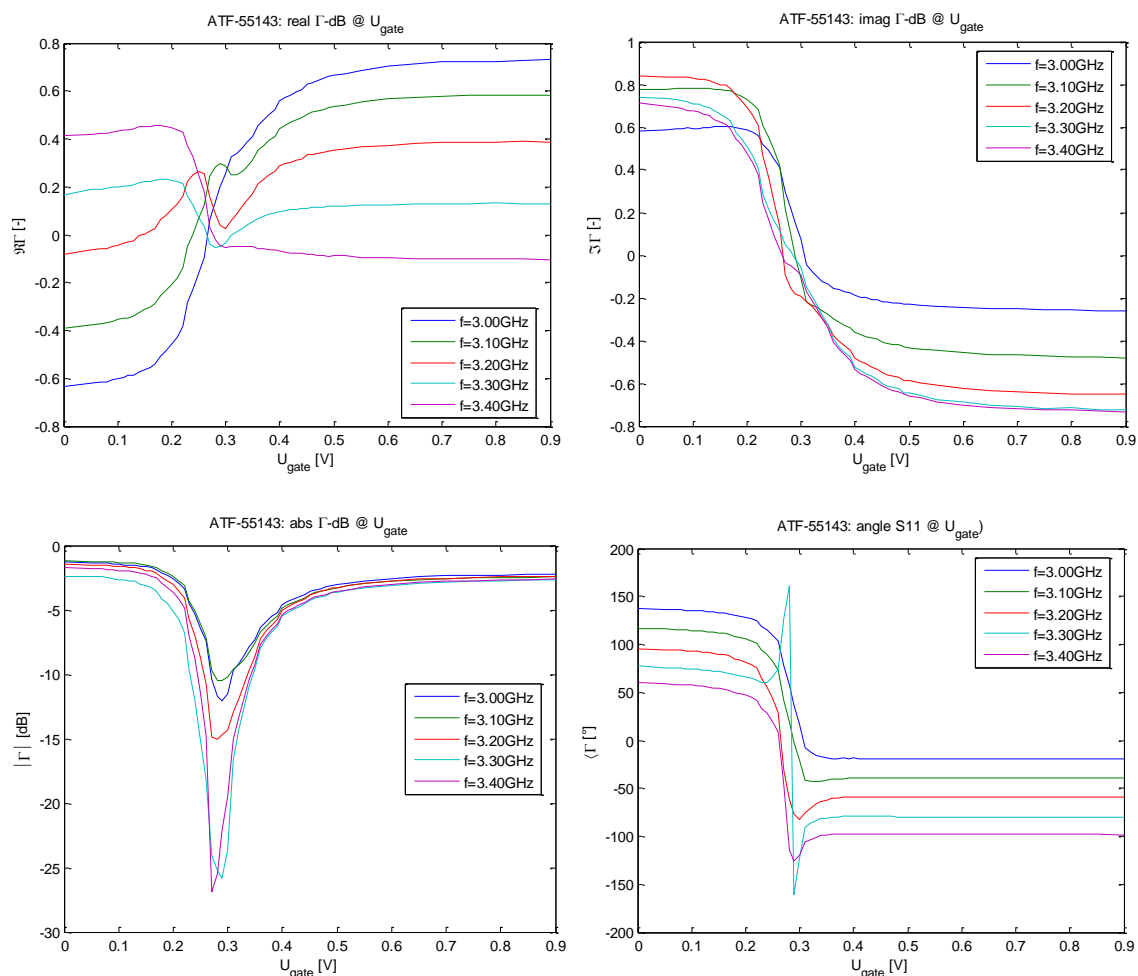
5.2 Měření impedancí

Tuto část si dovolím rozdělit na dvě části, kde první bude pojednávat o měření diod a tranzistorů, které z různých důvodů „nepostoupily“ do finálního měření na deskách po čtveřicích. Tímto způsobem byly změřeny i tranzistory, které jsou uvedeny dále (následující podkapitoly). Tyto výsledky sice nejsou zcela totožné, jelikož se jedná o jiné desky, avšak co se týká sledovaných parametrů, jsou si velmi podobné (nebereme-li v úvahu posuv pracovního kmitočtu) a proto jsem je sem nevkládal. V následujících částech budou vloženy pouze s parametry pro frekvence blízké operačním. Vypočítané impedance jsou vloženy v přílohách.

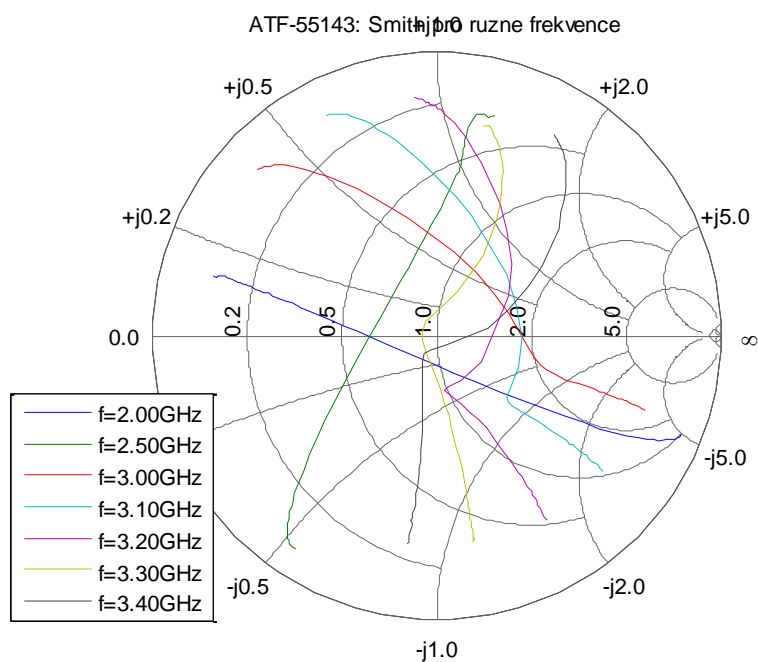
Všechny „variabilní impedance“ byly měřeny na totožném VNA jako šestibrany v předchozích kapitolách a to v rozsahu 2 – 4,5 GHz (rozlišení 501 bodů). Aby bylo možno výsledky porovnat, jsou zde zobrazeny výsledky pro totožný výběr frekvencí (ačkoliv ideální pracovní bod byl na frekvencích mezi).

5.2.1 Samostatná měření zátěží

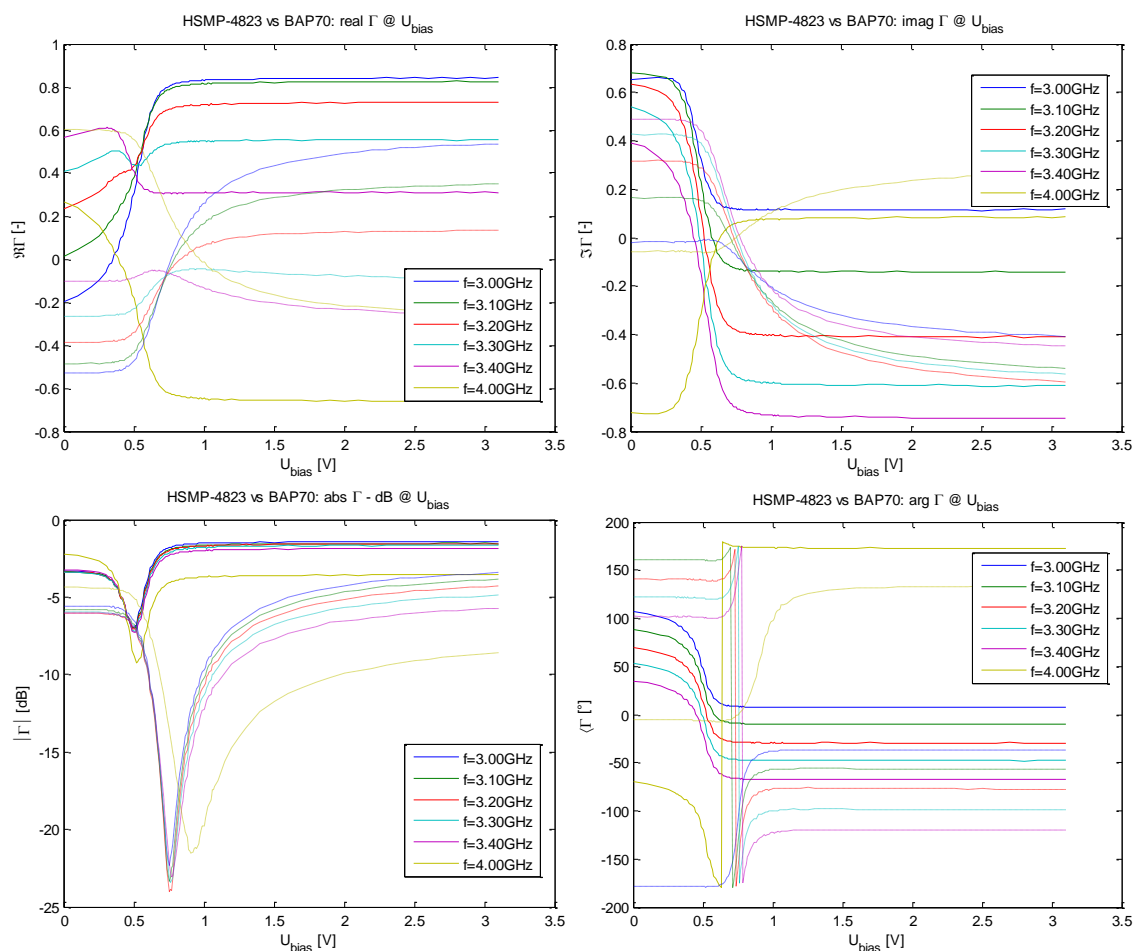
Prvním tranzistorem, který se nedostal do „výběru“ je ATF 55143 od firmy AVAGO® (nyní Broadcom®), což je E-PHEMT určený pro pásma 450MHz až 6 GHz [33]. Na Obr. 5.4 je vidět průběh impedance pro různá napětí na hradle tranzistoru, na Obr. 5.5 je zobrazen Smithův diagram, ze kterého je již nyní patrné, že zátěž není ideální. Ideální zátěž pro náš případ je přímka spojující vnější kružnici a procházející středem (úhel svírající s vodorovnou osou je pro nás nezajímavý, avšak musí pro všechny zátěže být totožný). Což jak je vidět níže tento tranzistor nesplňuje, což je důvod jeho vyřazení.



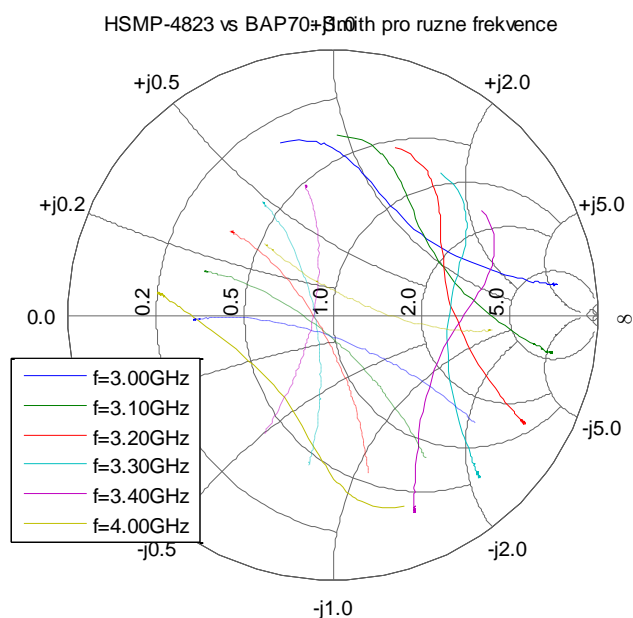
Obr. 5.4 S-parametry proměnné zátěže s tranzistorem ATF-55143



Obr. 5.5 Smithův diagram proměnné zátěže s tranzistorem ATF-55143



Obr. 5.6 S-parametry proměnných zátěží s diodami HSMP-482B a BAP 70



Obr. 5.7 Smithův diagram proměnných zátěží s diodami HSMP-482B a BAP 70

Druhým typem zátěží, které jsou pro porovnání vždy v jednom obrázku Obr. 5.6 a Obr. 5.7, jsou PIN dioda BAP70 (přerušovaná čára), ta je určena pro atenuátory

(dle [34] VHF a satelity) s malou kapacitou i indukčností a HMSP-482B, což je PIN dioda s nízkou indukčností a zkreslením pro atenuátory [36], přepínače a limity (s pracovní frekvencí 500 MHz – 3 GHz). Jak můžeme vidět níže, pokud oželíme menší rozsah, jsou tyto součástky daleko více lineárnější, co se týče průběhu impedance.

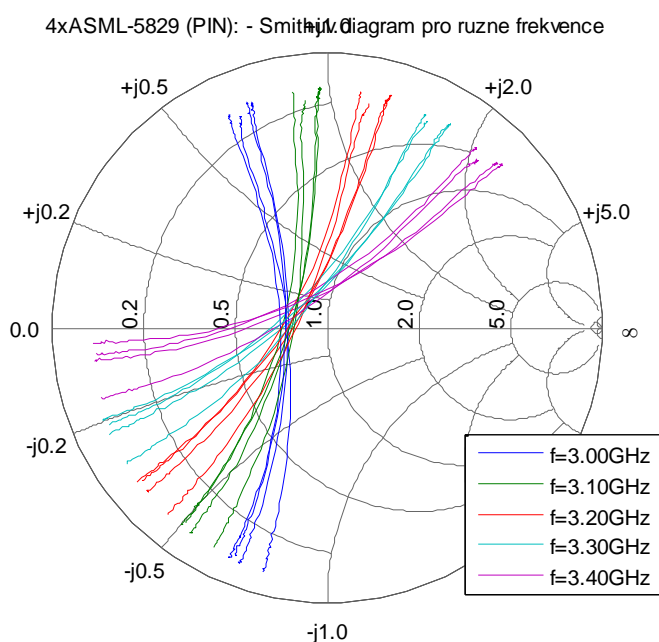
5.2.2 Měření čtveřic – PIN diody

Následující část se bude věnovat průběhům impedance pro diody se kterými bylo provedeno experimentální ověřování. Měření probíhalo na desce z Obr. 5.2, kde byly osazeny PIN diody ASML-5829, což jsou vlastně dvě různé diody v jednom pouzdru (PIN a Shottky) od výrobce AVAGO® určené pro limity, kde PIN dioda má sloužit jako ochrana Shottkyho diodě [35]. Pro toto měření však nebyly zapojeny obě diody, ale pouze PIN dioda.

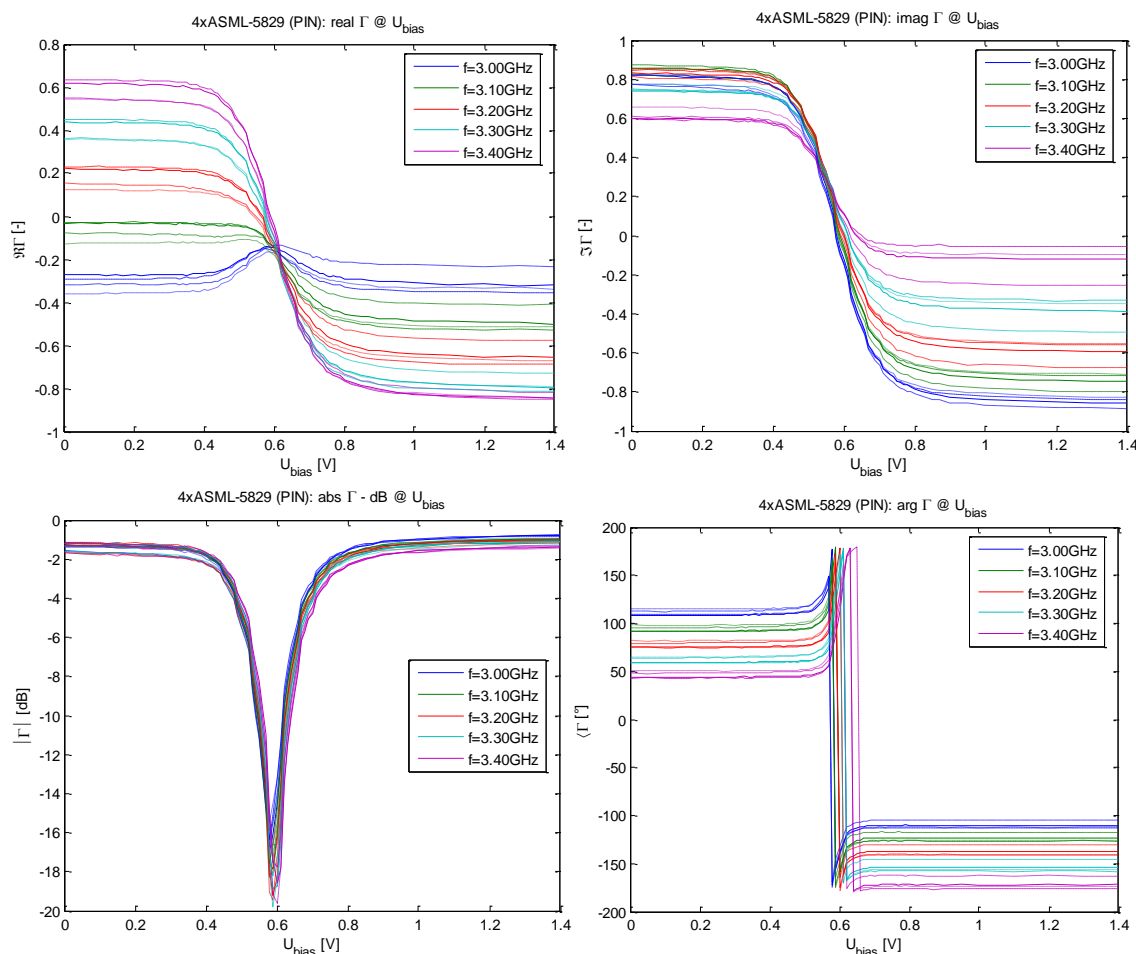
Na Obr. 5.9 jsou zobrazeny výsledky měření impedancí všech 4 zátěží a na Obr. 5.8 je zobrazen Smithův diagram. Z výsledků je patrné, že i přes veškerou snahu o napájení konektorů až na DPS (je možné že nebyla zcela přesně oříznuta) a součástek ve stejné vzdálenosti od konektoru nejsou všechny čtyři průběhy přes sebe (to může být samozřejmě i vlivem výrobního procesu samotných diod). Odchylny jsou (to platí i pro další kapitoly (5.2.3 a 5.2.4) viditelné zejména v posuvu fáze na Smithově diagramu.

Závislosti impedancí na vstupním napětí (v sérii s 100R obvodem, který zajišťuje „převod“ na proudové buzení a omezuje maximální proud) je pro všechny čtyři diody velmi podobná, nebudeme-li brát v úvahu zmíněný posuv fáze popsáný v minulém odstavci. Hlavní změna impedancí je pro napětí 0,45 až 0,85 V (nad a pod tímto pásmem jsou změny minimální), obvod je nejvíce přizpůsobený pro napětí cca 0,6V (minimum je zde dáno ne diodou, ale jejím okolím a krokem měření).

Srovnáme-li tuto diodu s diodami z kapitoly 5.2.1, můžeme vidět, že tato verze je daleko vhodnější a průběh daleko lineárnější. Bohužel PIN diody nejsou pro modulátory příliš ideální (pokud chceme docílit přijatelného datového toku) a to z důvodů jejich rychlosti.



Obr. 5.8 Smithův diagram proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829

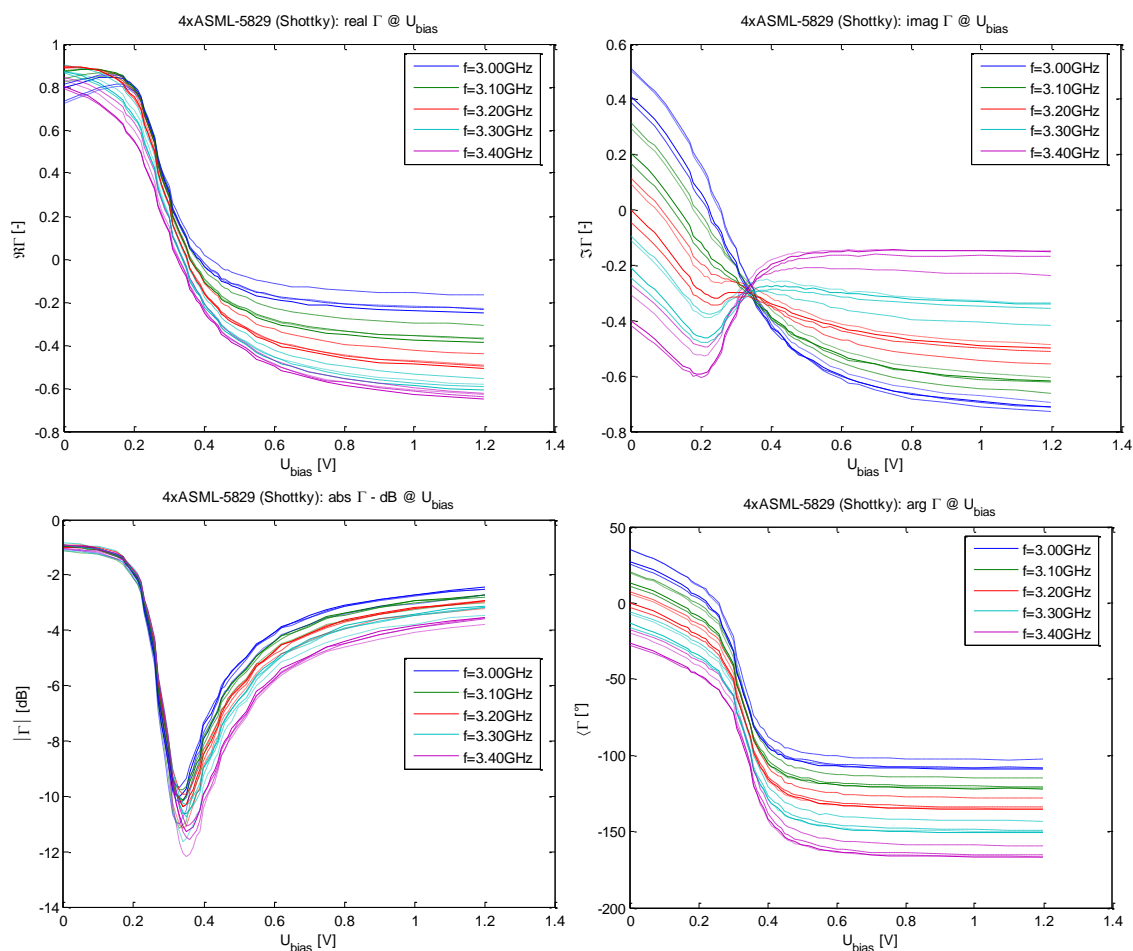


Obr. 5.9 S-parametry proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829

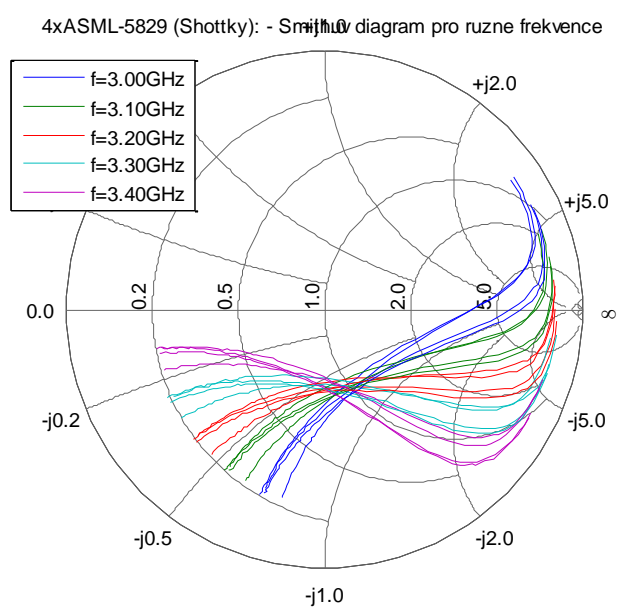
5.2.3 Měření čtveřic – Shottkyho diody

Druhým měřením na diodách ASML-5829, bylo proměření Shottkyho diody. Tento typ diod byl použit např. [7], kde byl diskutován jako téměř ideální zátěž. Z důvodů níže s touto diodou nebyly provedeny žádné další experimenty.

Z měření (vyjma nedokonalosti desky) na Obr. 5.10 a Obr. 5.11 je zřejmé že tato dioda není příliš vhodná (nebudeme-li diskutovat výhody v daleko vyšších možných rychlostech než varianta s PIN diodou). Nebudeme-li brát v úvahu parazity diody, díky kterým se není možné přiblížit středu Smithova diagramu (a tím i impedanci 50Ω), je zde vidět i velká nelinearita na okraji a tím i nutnosti užitečný rozsah zúžit.



Obr. 5.10 S-parametry proměnných zátěží s Shottkyho diodou ASML-5829

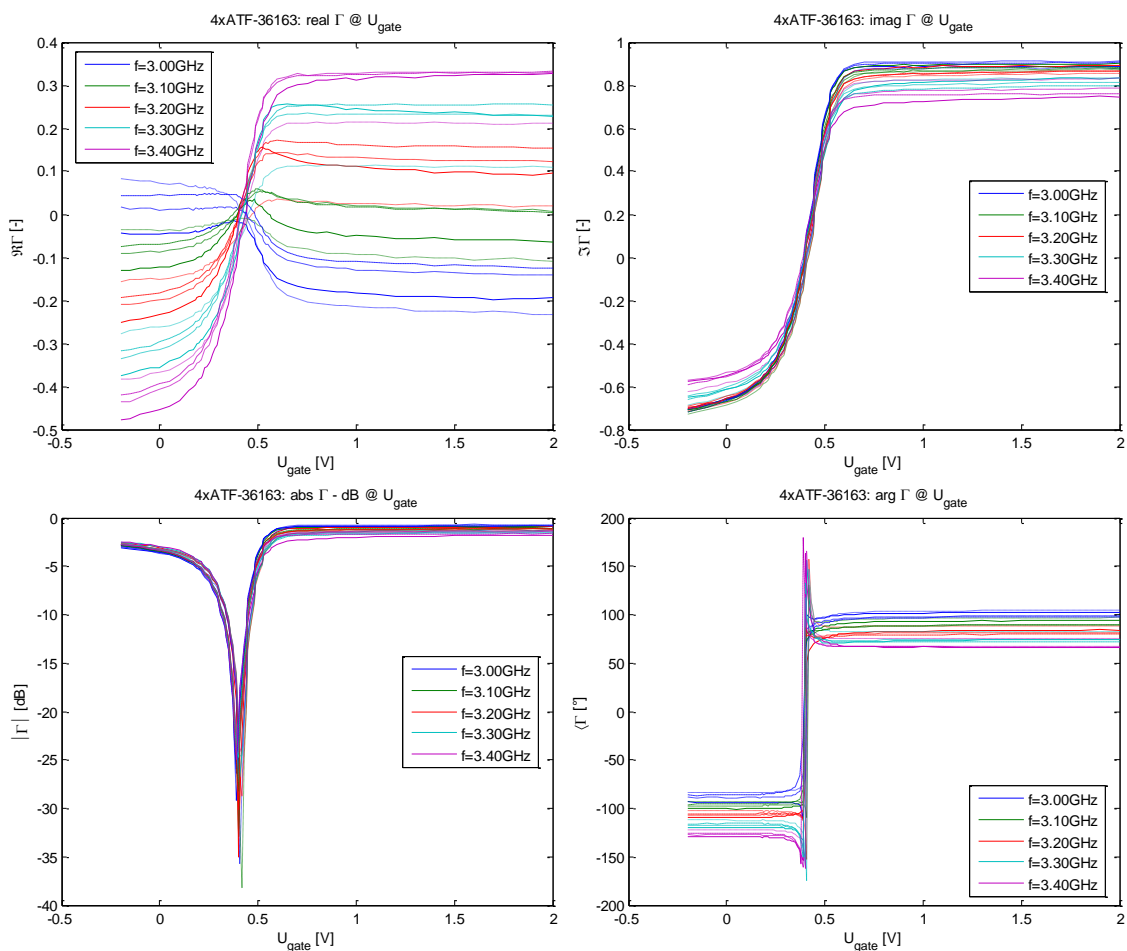


Obr. 5.11 Smithův diagram proměnných zátěží s Shottkyho diodou ASML-5829

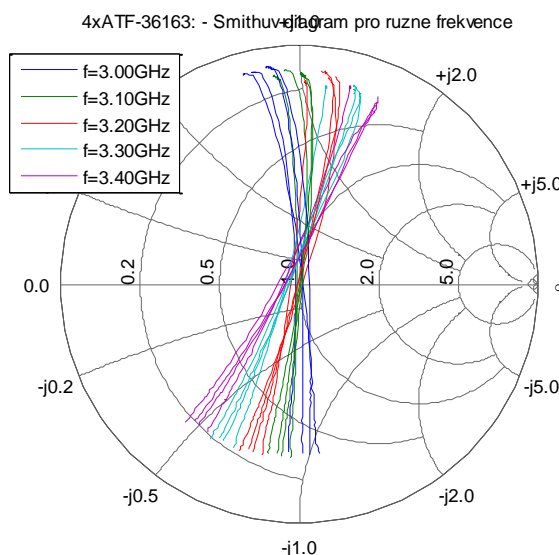
5.2.4 Měření čtveřic – mikrovlnný tranzistor

Posledním změřeným typem je mikrovlnný tranzistor ATF-36163 firmy AVAGO®, jehož výběr byl spíše díky tomu, že byl v danou dobu k dispozici (náhradní díl pro radarový senzor na 9,35 GHz, který byl velmi citlivý na napájení a elektrostatiku) a splnil základní požadavky (pracovní kmitočet, atd.). Jedná se o [32] GaAs PHEMT tranzistor s pracovním kmitočtem 1,5 až 18 GHz, který je určen pro aplikaci nízkošumového zesilovače v S a L pásmu.

Na Obr. 5.12 a Obr. 5.13 můžeme vidět výsledky měření (pozn. Napětí U_{gate} je v opačné polaritě, tj. kladné hodnoty jdou pod zem). Jak je vidět výsledky korespondují s katalogovým listem, kde je udáváno typické napětí na hradle pro 10% saturačního proudu -0,35 V (v katalogovém je otočena polarita). Nejbližší přizpůsobení je v našem obvodu tranzistor na $U_{gate} \approx 0,42$ V a hlavní změny jsou v rozmezí 0,25 – 0,6. Jak je dále vidět z Obr. 5.13 je průběh impedance téměř lineární (ačkoliv využitelný rozsah je daleko menší než v případě PIN diody) a velmi se přibližuje středu Smithova diagramu, tj. obvod je dobře přizpůsoben.



Obr. 5.12 S-parametry proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163



Obr. 5.13 Smithův diagram proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163

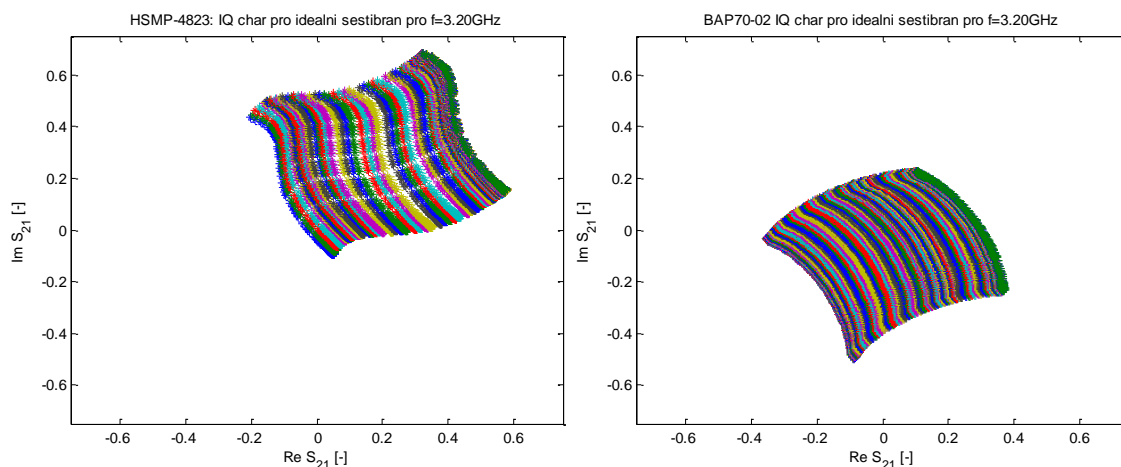
5.3 Výběr optimálních napětí a přenos ideálního šestibranu

Tato část by měla sloužit pro představu, jak by vypadala modulace s reálnými parametry zátěží (pro výsledky uvedené v minulé kapitole) pro ideální šestibran. Tyto simulace (výpočty) navíc pomohou ukázat jaký je maximální rozsah přenosu pro modulátor. Ačkoliv různé návrhy měli ideální pracovní kmitočty různé, byly pro snazší porovnání vybrány základní dva kmitočty 3,2 a 3,3 GHz.

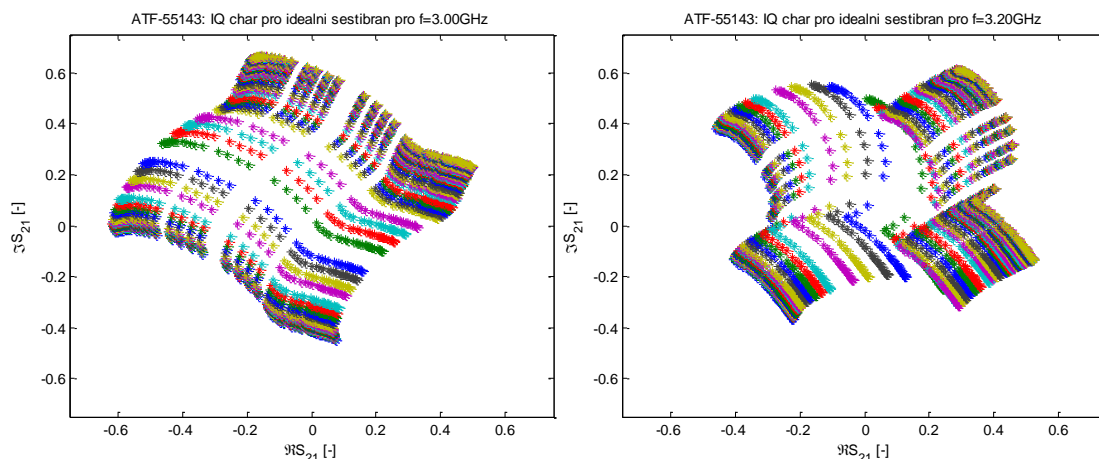
Pro porovnání byla vybrána modulace 64-QAM (pokud není uvedeno jinak – z důvodu např. ukázání max. rozsahu). Pro výpočet bylo použito vzorce (3.6), který nebere v potaz chování připojeného modulátoru, který je tedy idealizován.

Poznámka: tyto simulace byly provedeny až po experimentálním měření šestibranů, proto se některé z vybraných hodnot v závěrečných měřeních neobjevují.

5.3.1 Nezvolené typy zátěží



Obr. 5.14 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami HSMP-4823 a BAP70

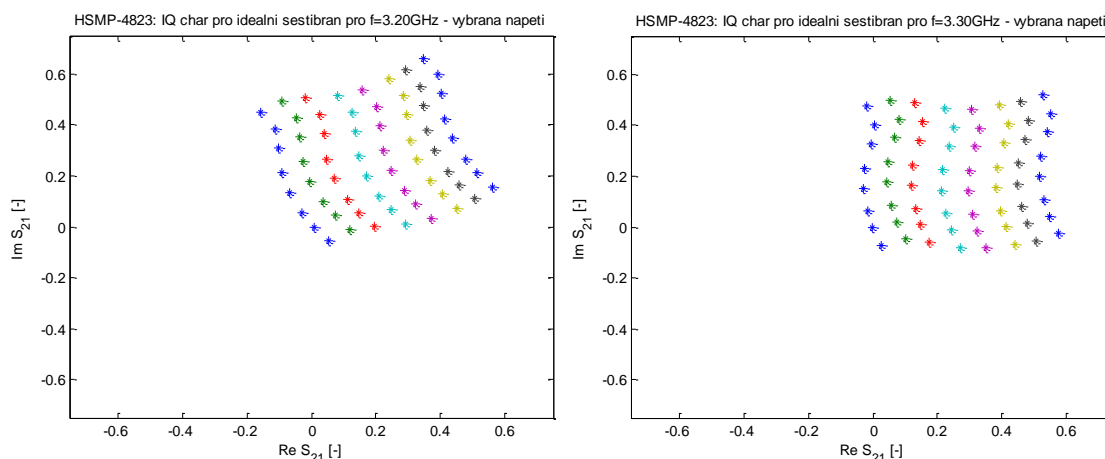


Obr. 5.15 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143

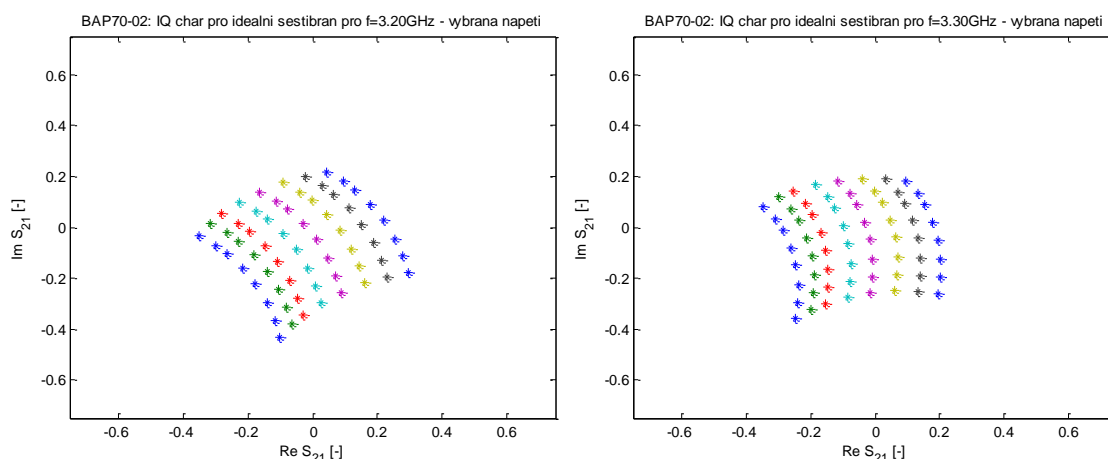
Aby bylo patrné jaké jsou výsledky pro celý měřený rozsah, jsou na Obr. 5.14 a Obr. 5.15 vloženy výsledky pro všechny naměřené hodnoty budících napětí. Ta byla pro diody na Obr. 5.14 vybrána z množiny $U_{bias} = \{0, 0,1, 0,2, 0,25, [0,3:0,01:1,08], 1,1, 1,15, 1,2, 1,25, 1,3, 1,35, [1,4:0,1:3,1]\}$ a pro tranzistor ATF-55143 $U_{gate} = \{0, 0,05, [0,07:0,01:0,5], 0,52, 0,55, 0,6, 0,65, 0,7, 0,75, 0,8, 0,85, 0,9\}$. Ačkoliv bylo napětí na hradle bylo v rozsahu 0,07 až 0,5 V rozmítáno velmi jemně je v případě tranzistoru ATF-55143 (viz. Obr. 5.15) tento krok stále příliš velký a nebylo možno vybrat jednoduše vhodná napětí pro požadovanou modulaci (zejména pro vybrané frekvence).

Pro případ diody HMSMP-4823 byla vybrána pro modulaci 64QAM zobrazené na Obr. 5.16 tato napětí $U_{bias} = \{0,2, 0,37, 0,44, 0,49, 0,53, 0,58, 0,63, 1\}$. Pro druhý příklad, tj. diodu BAP-70 se jedná o napětí $U_{bias} = \{0, 0,57, 0,62, 0,7, 0,78, 0,9, 1,1, 1,5\}$. Pro tranzistor byla výsledná napětí hradla vybrána $U_{gate} = \{0, 0,2, 0,23, 0,26, 0,32, 0,36, 0,42, 0,7\}$.

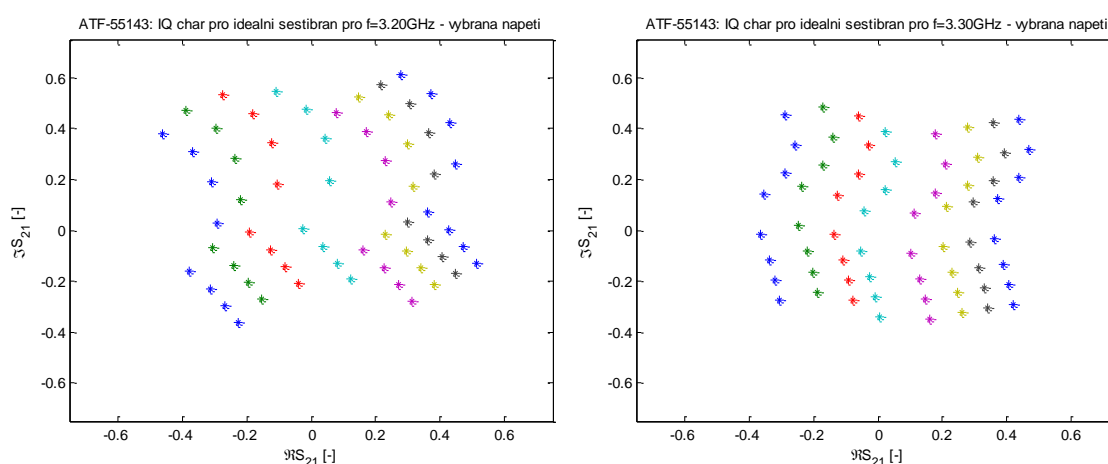
Jak je z Obr. 5.16 a Obr. 5.17 zřejmé je dioda BAP-70 pro tento účel vhodnější, jelikož výsledný obrázek IQ diagram nemá takový offset oproti druhé PIN diodě. Dioda HMSMP-4823 má ale daleko lepší průběh co se týče linearit (obrazec připomíná daleko více čtverec).



Obr. 5.16 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami HMSMP-4823 (výběr U_{bias})

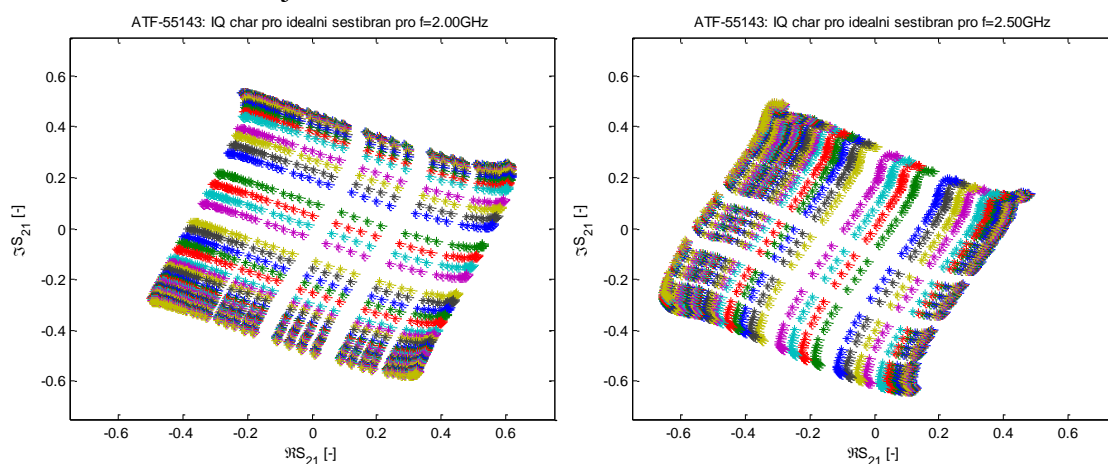


Obr. 5.17 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami BAP70 (výběr U_{bias})



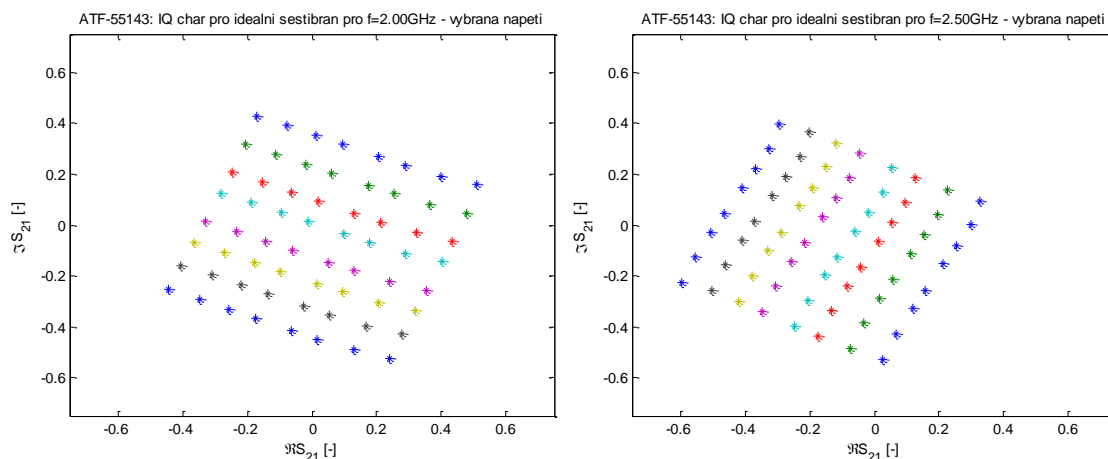
Obr. 5.18 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 (výběr U_{gate})

Stavové diagramy na Obr. 5.18 jsou oproti variantám s PIN diodami daleko více zkreslené a pro požadované frekvence nepoužitelné. Lepších parametrů s tímto tranzistorem by bylo možno dosáhnout na nižších frekvencích, např. Obr. 5.19 kde se chová daleko lineárněji.



Obr. 5.19 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 (pro nižší kmitočty)

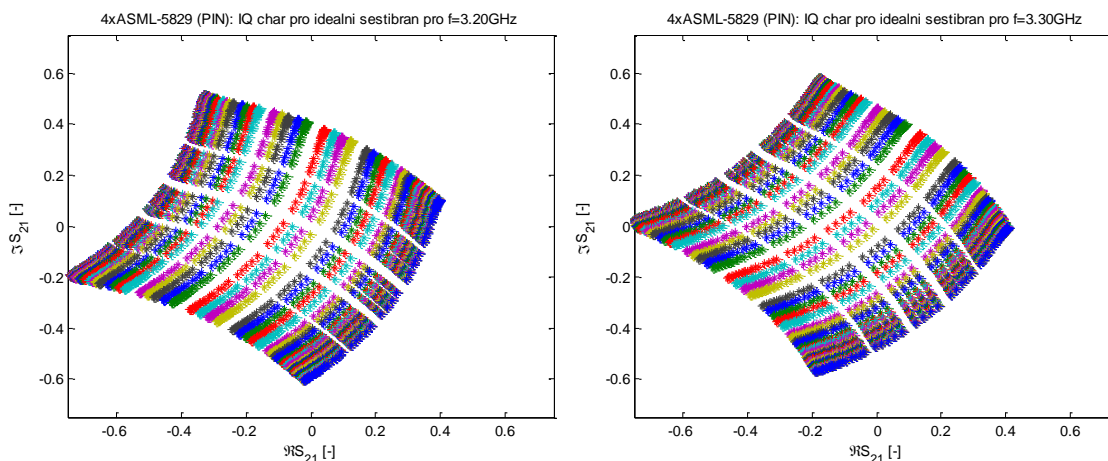
Pro frekvence z Obr. 5.19 byl proveden samostatný výběr hodnot napětí hradla pro již naměřené body a to $U_{\text{gate2}} = \{0,22 \ 0,25 \ 0,27 \ 0,29 \ 0,31 \ 0,33 \ 0,38 \ 0,5\}$. Pro tento výběr, zejména pro nejnižší naměřenou frekvenci je i přes fakt, že byl nepatrně omezen maximální rozsah linearita konstelačního diagramu velmi dobrá, viz Obr. 5.20. Bohužel tyto frekvence jsou velmi daleko od pracovního kmitočtu, proto jsou zde pouze pro informaci, že pro některé kmitočty by toto zapojení vyhovovalo.



Obr. 5.20 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 (jiný výběr U_{gate2})

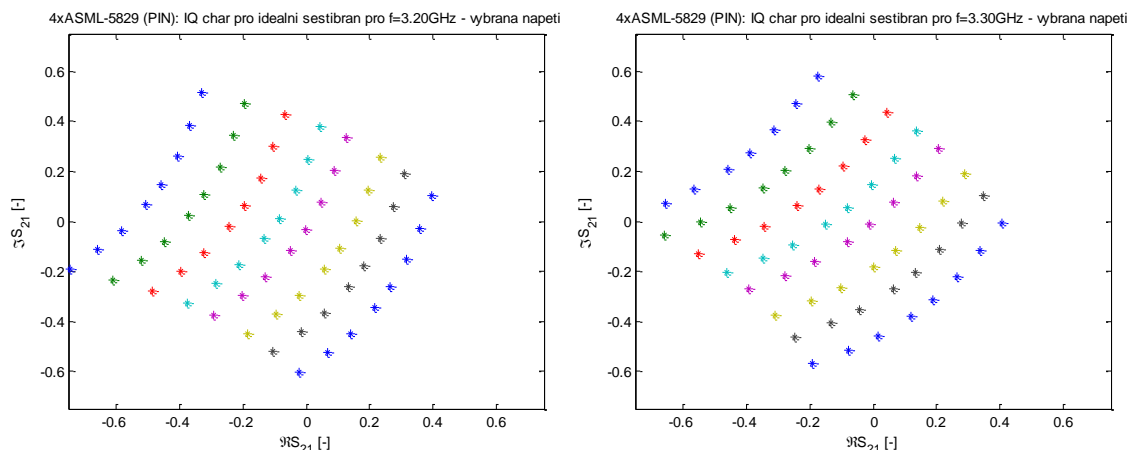
5.3.2 Čtveřice PIN diod

Pro PIN diody (1/2 ASML-5829) proběhla první měření pro tyto hodnoty vstupního napětí $U_{\text{bias}} = \{0 \ 0,05 \ 0,1 \ 0,12 \ 0,15 \ 0,17 \ 0,2 \ 0,22 \ 0,25 \ 0,27 \ 0,3 \ [0,32:0,01:0,8] \ 0,8 \ 0,82 \ 0,85 \ 0,87 \ 0,9 \ 0,95 \ 1 \ 1,1 \ 1,2 \ 1,3 \ 1,4\}$. Konstelační diagram pro idealizovaný šestibran, pro případ že obě brány I a Q mají společný signál je na Obr. 5.21.



Obr. 5.21 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami ASML-5829 (všechny U_{bias})

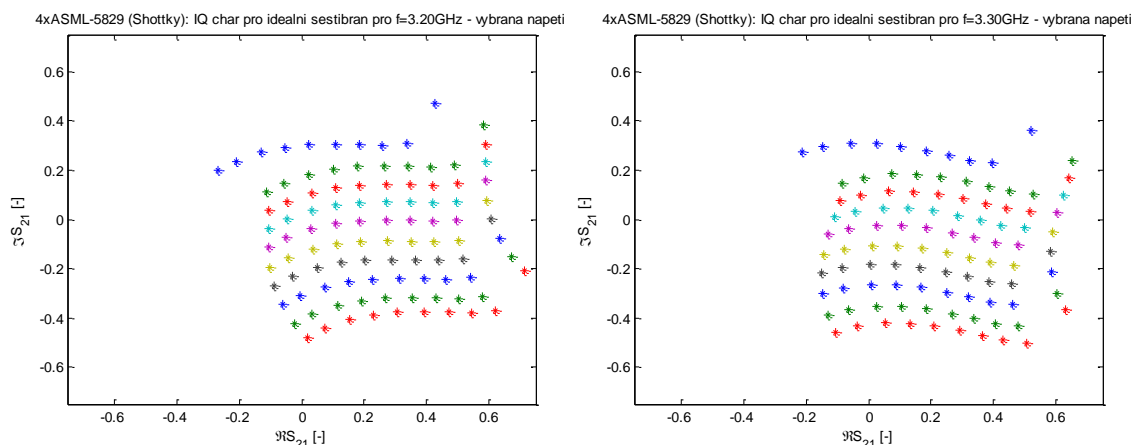
Pro zvolenou modulaci byla vybrána napětí $U_{\text{bias}} = \{0 \ 0,5 \ 0,55 \ 0,58 \ 0,61 \ 0,65 \ 0,7 \ 1,4\}$. Výsledný stavový diagram na Obr. 5.22 má oproti např. diodě BAP-70 nepříliš velké zkreslení tvaru a jen malý offset. Maximální rozsah není ideální (tj. vzdálenost úhlopříček je $2 \cdot \sqrt{0,5}$), ale blíží se této hodnotě nejvíce ze všech dosavadních zátěží a to asi z 90%, což koreluje s rozsahem ze Smithova diagramu.



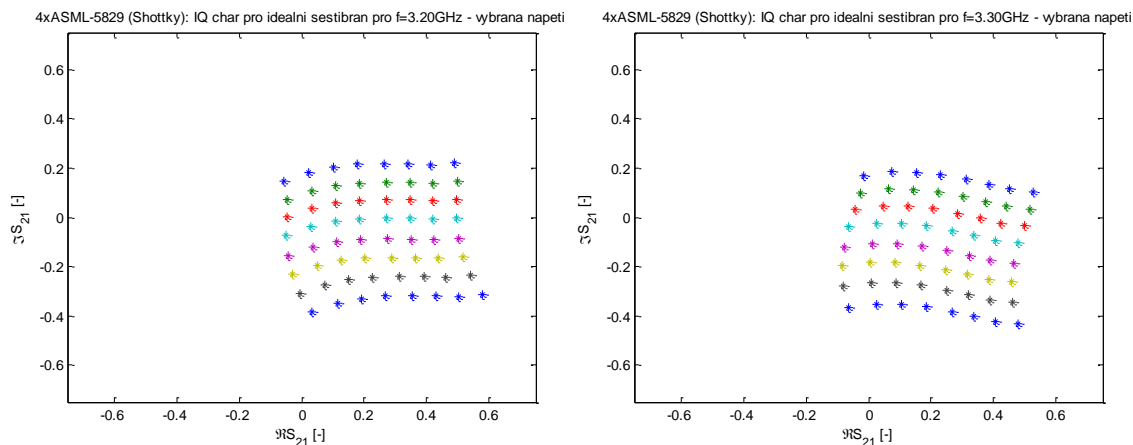
Obr. 5.22 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami ASML-5829 (výběr U_{bias})

5.3.3 Čtveřice Shottkyho diod

Pro druhou polovinu diody ASML-5829 (Shottkyho dioda) jsou zde uvedeny pouze dva případy a to jak cílový výběr Obr. 5.24, tak i výběr s nulovým a maximálním naměřeným napětím (tj. 0V a 1,2V) na Obr. 5.23. Cílová vybraná napětí jsou $U_{\text{bias}} = \{0,22 \ 0,25 \ 0,27 \ 0,30 \ 0,33 \ 0,37 \ 0,44 \ 0,6\}$. Rozmítání je totožné jako v předchozím případě.



Obr. 5.23 IQ diagram pro ideální modulátor se Shottkyho diodami ASML-5829



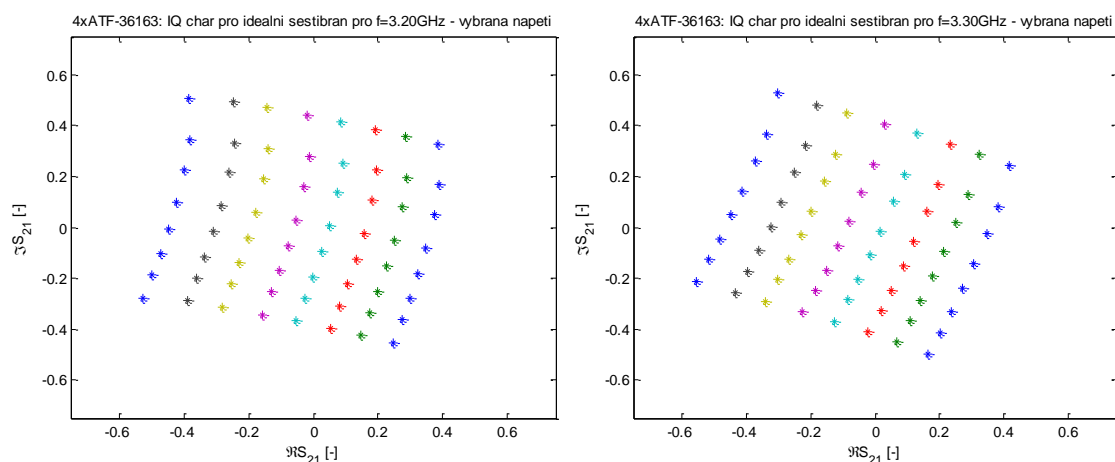
Obr. 5.24 IQ diagram pro ideální modulátor se Shottkyho diodami ASML-5829 (výběr U_{bias})

Z Obr. 5.23 je zřejmé, že v tomto případě je cenou za vyšší linearitu omezení možného rozsahu (ten nebyl příliš velký i pro hraniční hodnoty), který je daleko menší než pro PIN diodu umístěnou ve stejném pouzdře. V tomto případě platí, že rychlost (Shottkyho dioda je z principu funkce daleko rychlejší než PIN) je vykoupena výrazným zmenšením rozsahu.

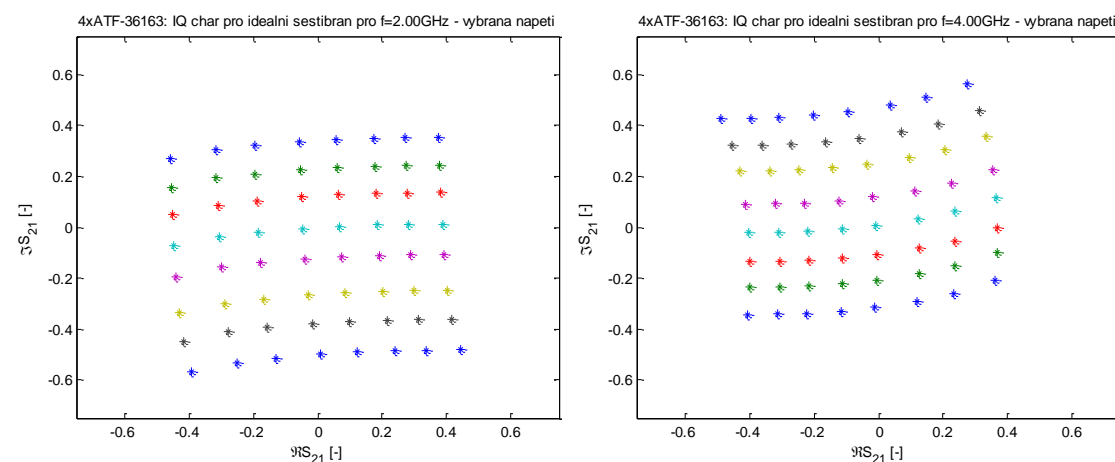
5.3.4 Čtveřice mikrovlňných tranzistorů

Na Obr. 5.25 a Obr. 5.26 jsou zobrazeny IQ diagramy pro vybraná napětí hradla $U_{\text{gate}} = \{-0,2 \ 0,23 \ 0,32 \ 0,38 \ 0,42 \ 0,46 \ 0,5 \ 0,8\}$ (více detailů a průběhů je zobrazeno v přílohách) a to jak pro zvolené frekvence, tak pro frekvence hraniční 2 GHz a 4 GHz, které byly zvoleny z důvodu poukázání na širokopásmovost tohoto zapojení (a vlastního návrhu DPS).

Jak je z obrázků níže vidět, se změnou pracovní frekvence se mění jen fáze v IQ diagramu. Co se týká zkreslení vlastního signálu, tak to (ačkoliv není ideální) je konstantní stejně jako offset. Rozsah použitelného signálu je menší než v případě na Obr. 5.22, ale i tak zde nejsou výrazné ztráty.



Obr. 5.25 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistory ATF-36163 (výběr U_{bias})



Obr. 5.26 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistory ATF-36163 (výběr U_{bias})

5.3.5 Kompenzace offsetu pomocí diferenciálního buzení

Jak je z předchozího textu patrné, největším problémem (mimo ztrát v impedancích a tím snížením maximálního rozsahu IQ diagramu) je především offset. V dostupné literatuře je tento jev nejčastěji kompenzován použitím diferenciálního šestibranu [11], nebo alespoň diferenciálního buzení zátěží.

Tato podkapitola je jen ukázkou jak lze stavový diagram pro idealizovaný šestibran posunout do nulové hodnoty a slouží jen jako příklad, nikoliv cesta pro experiment, jelikož vznikla až po něm.

Základní princip této kompenzace spočívá v otočení fáze jedné brány o 180° a jeho sečtení ho se signálem druhým (zde je předpoklad že oba mají stejný offset). Jelikož jsou offsety v proti-fázi, po sečtení se vyruší a signál je posunut do středu. Pro názornost jsou na Obr. 5.27 zobrazeny dva nezávislé odrazy zátěží (data z reálného měření), kde druhá zátěž je otočena o 180° . Červená křivka (uprostřed) ukazuje, jak probíhá vlastní nulování (tj. např. stejnosměrný offset na zátěžích) v případě použití stejného napětí počítáno dle (5.1).

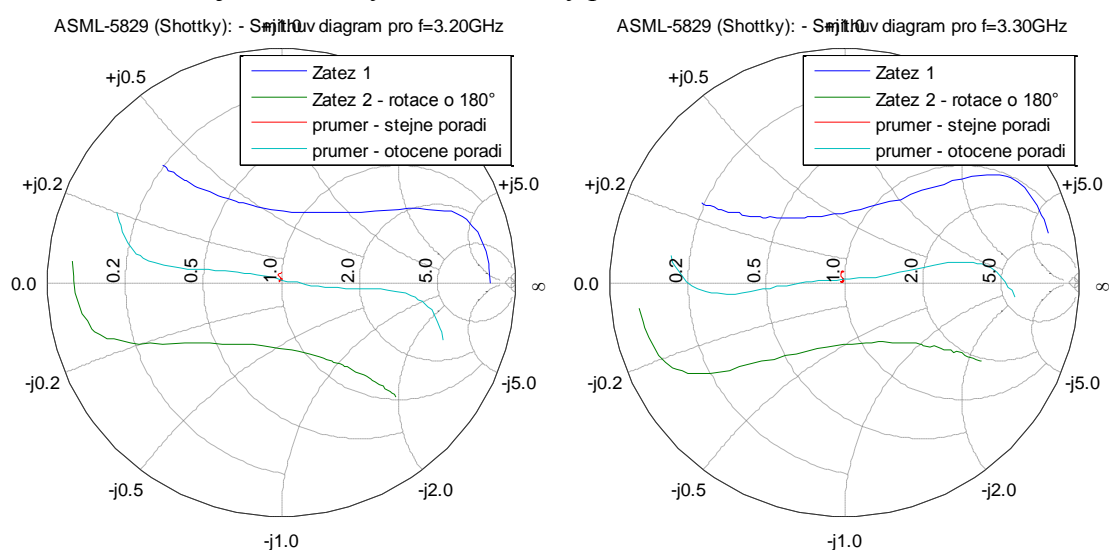
$$\Gamma_{p,n} = \frac{\Gamma_{1,n} - \Gamma_{2,n}}{2}, \quad (5.1)$$

kde n je pořadí vzorku (v napěťovém rozmítání) je ideální otočení o 180° znázorněno pouze znaménkem mínus.

Světle modrá křivka zobrazuje možnostem, kdy jsou budící signály také v proti-fázi, tj. nejsou buzeny stejným signálem ale diferenčním. V tomto případě lze jednotlivé body počítat dle (5.2)

$$\Gamma_{p,n} = \frac{\Gamma_{1,n} - \Gamma_{2,1+\max n-n}}{2}, \quad (5.2)$$

kde výraz „ $1+\max n-n$ “ udává diferenciální napětí, tj. pokud bude signál vzorkován do např. 8 vzorků je pro $n=1$ tento výraz 8 (platí pro indexy pole v rozmezí 1..8). Jak je na obrázku vidět jedná se tedy o matematický průměr těchto dvou křivek.

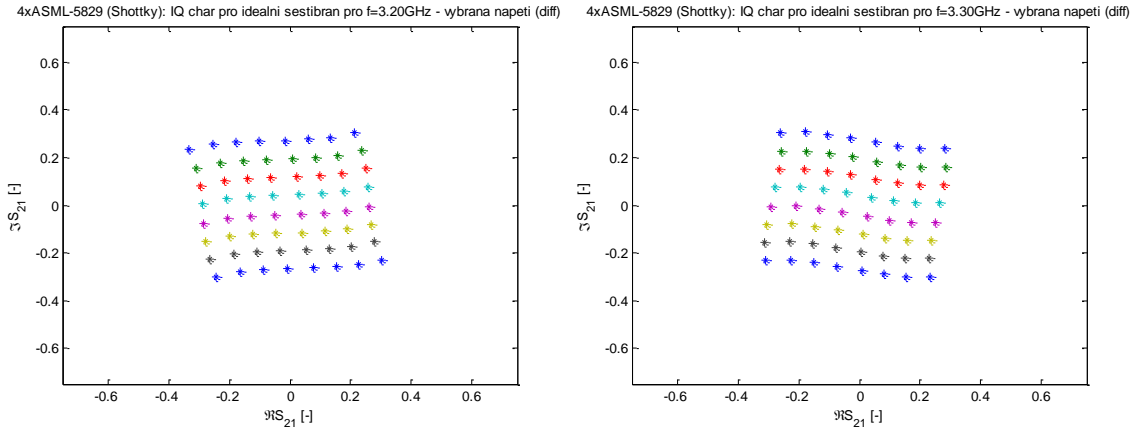


Obr. 5.27 Smithův diagram: princip nulování offsetu

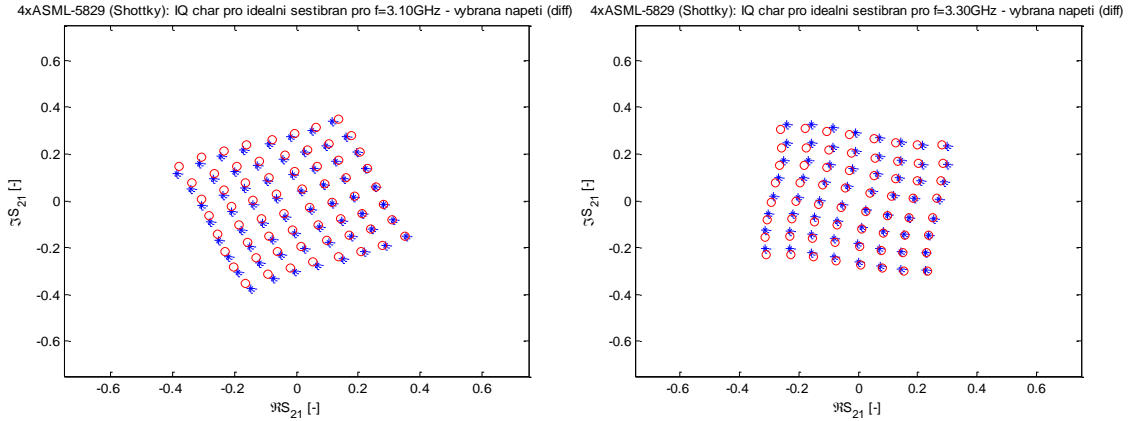
Pokud dosadíme do idealizované rovnice (3.6) ideální posuv bran (Γ_5 a Γ_7) o 180° , vyjde nám přenos šestibranu následovně:

$$U_{RFout} = -\frac{1}{4}U_{LOin}[(\Gamma_6 - \Gamma_7) + j(\Gamma_4 - \Gamma_5)]. \quad (5.3)$$

Dodržíme-li podmínku o otočení pořadí vzorků, vyjdou nám výsledné stavový diagram dle obrázků níže, kde jsou zobrazeny nově vypočítané ideální stavové diagramy pro většinu zátěží (PIN, Shottkyho diody, tranzistory) uvedených v minulých kapitolách (zejména ty co měli vysoký offset). Vyjma Obr. 5.28, kde jsou použita data ze všech čtyřech diod, jsou všechny následující obrázky (Obr. 5.30 až Obr. 5.33) v této kapitole počítány z jednoho měření, což stav ještě více idealizuje.



Obr. 5.28 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením – ASML-5829 (výběr U_{gate})



Obr. 5.29 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením – ASML-5829 (výběr U_{gate})

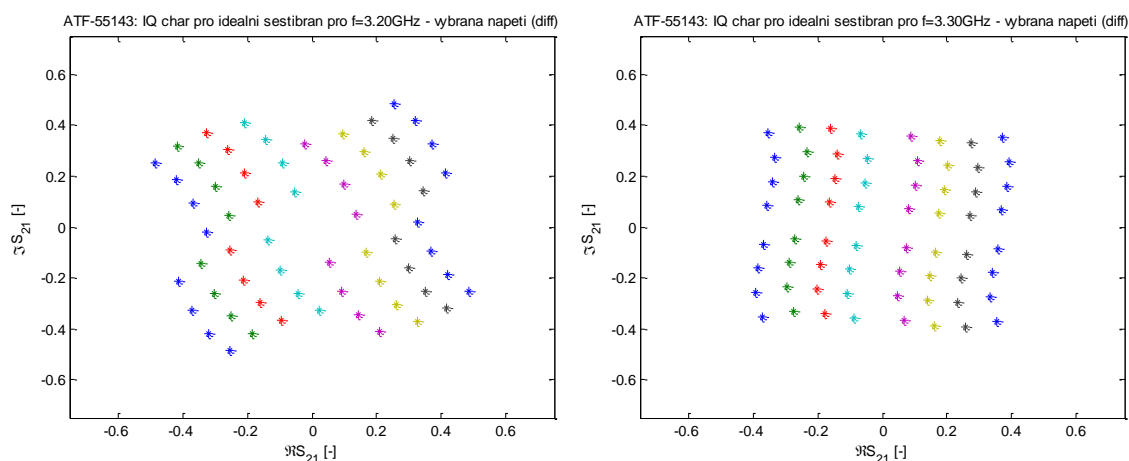
Pro alespoň základní představu vlivu odladění od nominálního kmitočtu pro obvod zajišťující fázový posuv o 180° , realizovaný např. pomocí mikropásku, jsou na Obr. 5.29 zobrazeny přepočtené stavové diagramy pro odladění o 100 MHz od nominální frekvence. Výpočet byl proveden dle vzorce:

$$U_{RFout} = -\frac{1}{4}U_{LOin} \left[\left(\Gamma_6 + \Gamma_7 \cdot e^{j\pi \frac{f_{prac}}{f_{nom}}} \right) + j \left(\Gamma_4 + \Gamma_5 \cdot e^{j\pi \frac{f_{prac}}{f_{nom}}} \right) \right], \quad (5.4)$$

kde fázový posuv je brán jako lineární závislost na podílu f_{prac}/f_{nom} . Výsledná odchylka fáze (obvod je brán jako bezeztrátový) byla ověřena na kalkulátorech pro mikropásková vedení a jeví se dostatečně přesná.

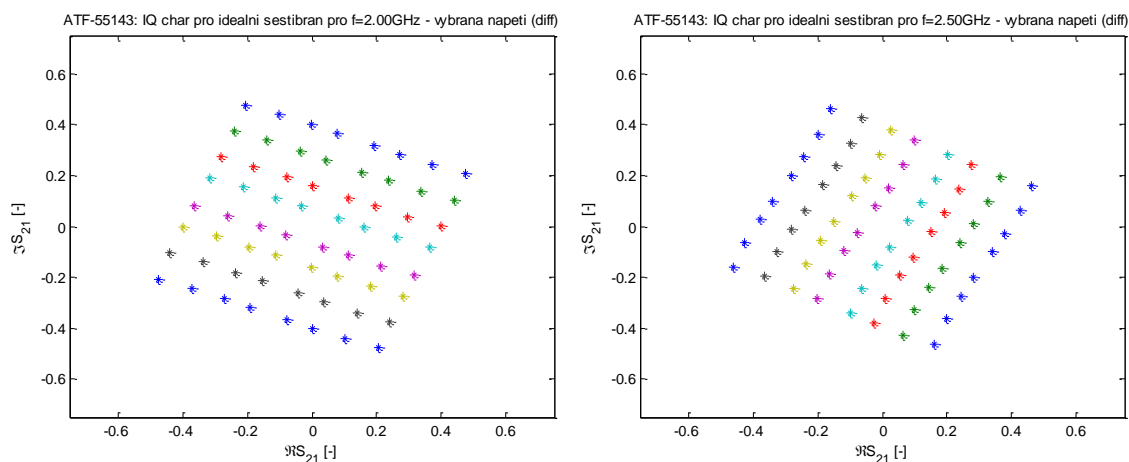
Na Obr. 5.29 je zobrazen jak signál s ideálním fázovým posuvem 180° (červené kroužky), tak i signál který prochází bezeztrátovým vedením, které má posuv 180° na pracovní frekvenci 3,2 GHz (pro tyto případy je posuv asi $174,3^\circ$ pro 3,1 GHz a $185,6^\circ$ pro 3,3 GHz).

Na následujících obrázcích jsou zobrazeny IQ diagramy pro prvky, které se nedostaly do výběru (zejména kvůli zmiňovanému offsetu), ale jak je vidět, pokud by se provedla úprava šestibranu a řízení, bylo by možno použít i tyto.

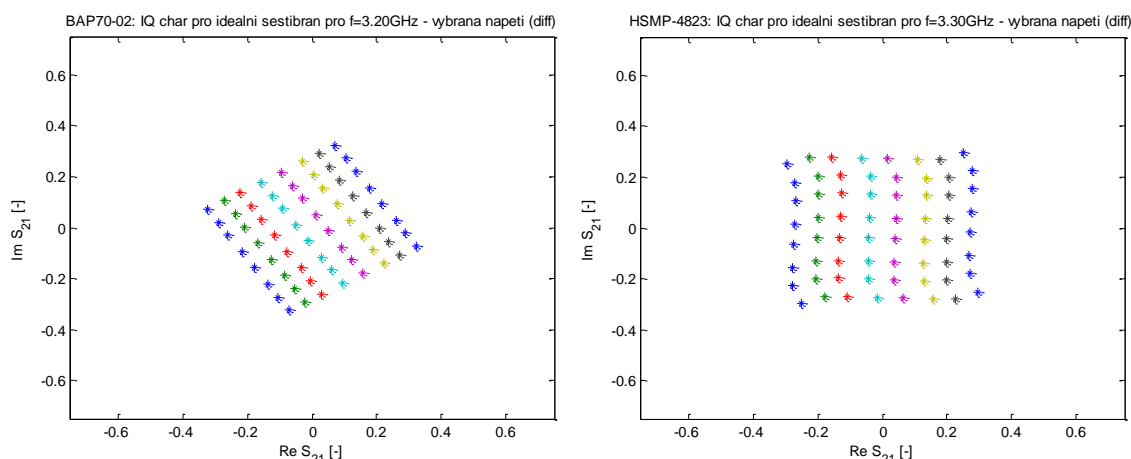


Obr. 5.30 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením - ATF-55143 (výběr U_{gate})

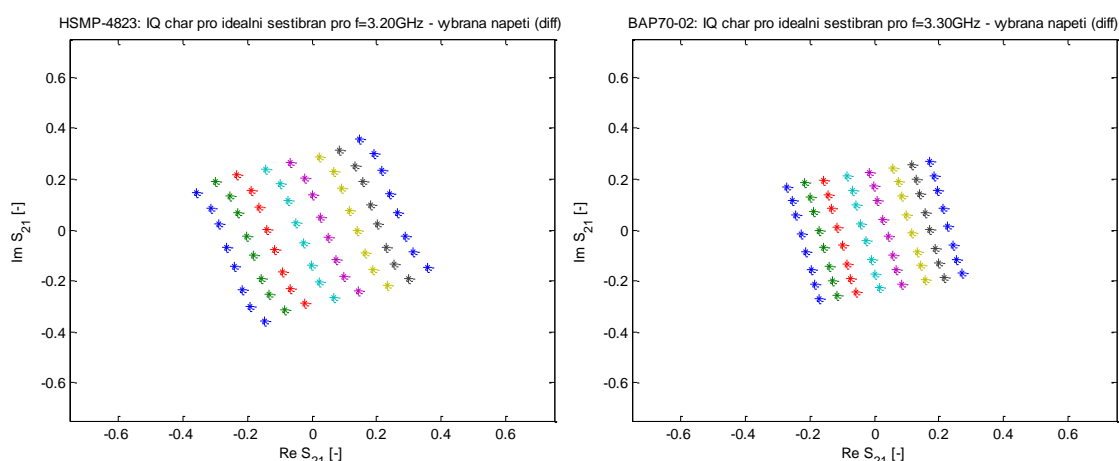
U obvodu s tranzistorem ATF-55143 je obvod lineárnější jen pro nižší kmitočty, což byli zmíněno výše. Řídící napětí byla použita totožná jako v případech bez kompenzace (dva různé výběry).



Obr. 5.31 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením - ATF-55143 (výběr U_{gate2})



Obr. 5.32 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením – BAP70 (výběr U_{bias})



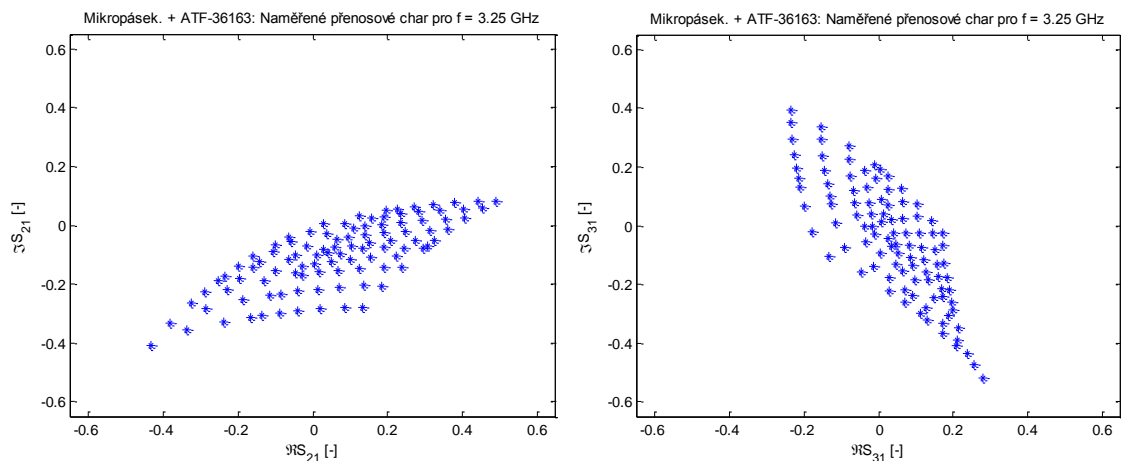
Obr. 5.33 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením - HSMP-4823 (výběr U_{bias})

5.4 Experimentální ověření

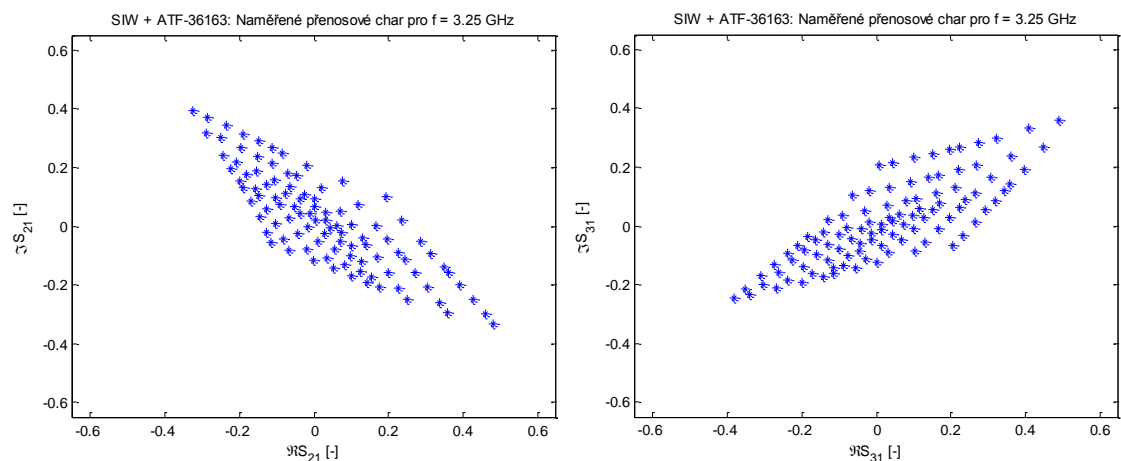
Poslední kapitola se bude věnovat experimentálnímu ověření. Jak bylo již řečeno v předchozích kapitolách, data tohoto měření vznikla dříve (což neplatí o některých obrázcích) než kapitola s výběrem ideálních budících napětí pro ideální šestibran. Vyobrazené obrazce zde nemají vypadat jako ideální modulace, např. 64QAM, ale je zde zobrazeno pole bodů velikosti 10x10 vzorků, které byly proměřeny s mikropáskovým i SIW šestibranem. Ale i tak platí, že ideálním výstupem by byl čtverec o rozsahu $\pm 0,5 \pm 0,5j$.

Jak lze vidět na následujících obrázcích, kde jsou výsledky měření pro frekvenci $f = 3,2 \text{ GHz}$, neodpovídají ani zdaleka chtěnému či spíše očekávanému stavovému diagramu. A to jak rozsahem tak i tvarem, kde došlo ke zkosení čtverce (alespoň v případě, že se jedná o tranzistor, zkreslení krajů v případě PIN diody „dokulata“ je viditelné již v předchozích kapitolách). Pro úplnost obsahuje každý z obrázků data, jak pro výstupní port (zde port „2“ a přenos je tedy s_{21}) tak i pro druhý výstup (s_{31} , tj. pro sedmý port šestibranu), který je o 90° otočen, tak aby bylo vidět, že zkreslení je na obou

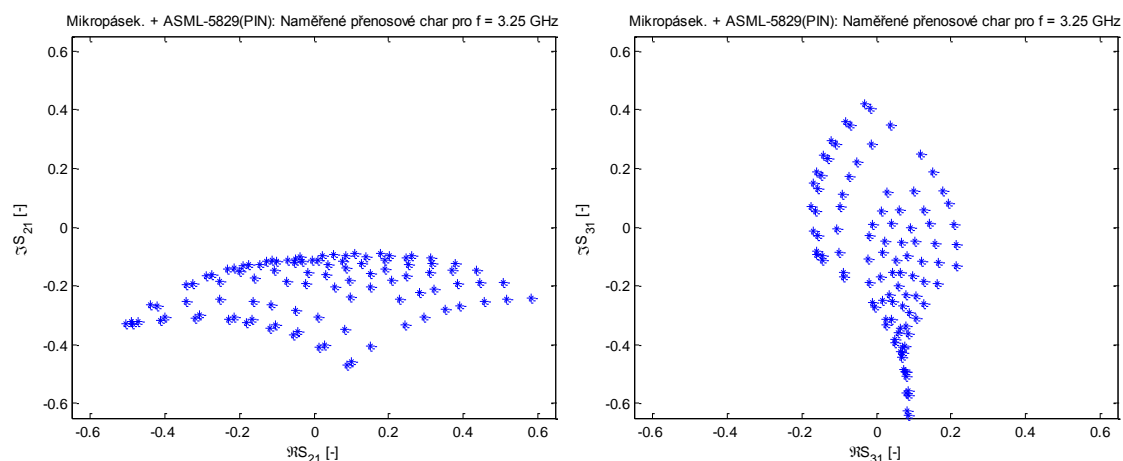
branách. Samozřejmě jak je zřejmé, tak s rozdílem, že komprese obrazce působí z jiné strany (je o 90° pootočená).



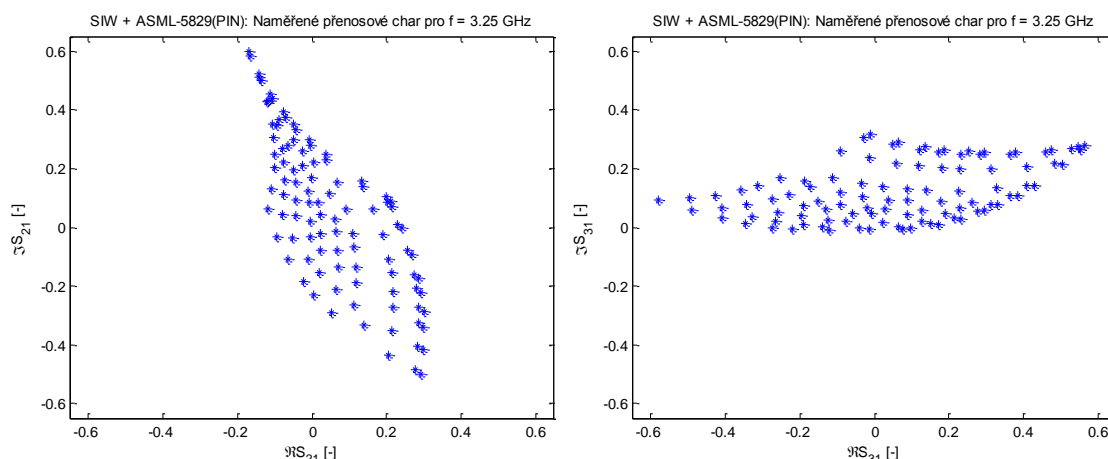
Obr. 5.34 Naměřená data: IQ diagram pro mikropáskový šestibran a tranzistor ATF-36163



Obr. 5.35 Naměřená data: IQ diagram pro SIW šestibran a tranzistor ATF-36163

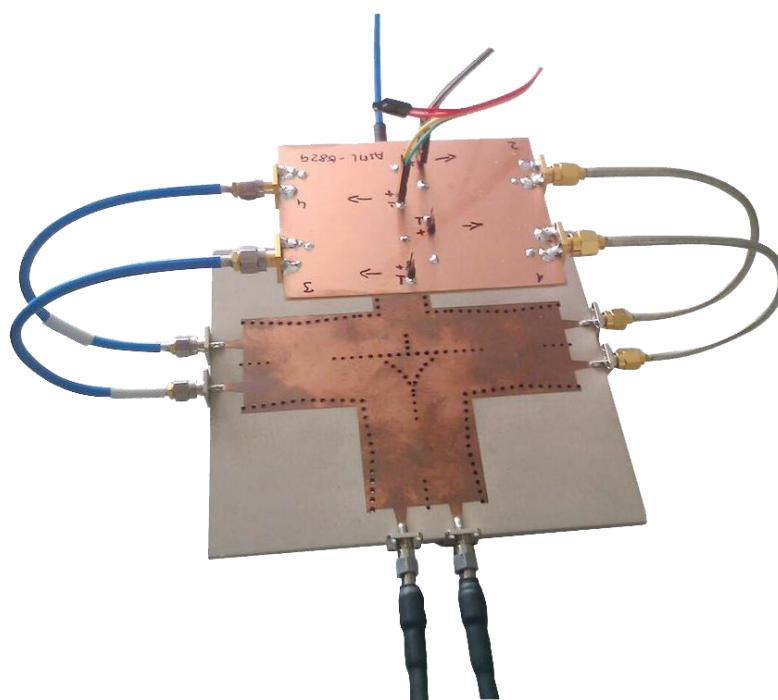


Obr. 5.36 Naměřená data: IQ diagram pro mikropáskový šestibran a PIN diodu ASML-5829



Obr. 5.37 Naměřená data: IQ diagram pro SIW šestibran a PIN diodu ASML-5829

Proč jsou naměřená data tak rozdílná od předpokladů? Na tuto otázku nám částečně může odpovědět Obr. 5.38, kde je zobrazeno, jak byl měřen SIW šestibran zatěžovaný PIN diodami. Jak bude i později dokázáno zásadní vliv mají propojovací kabely typu Semi-Rigid (typ koaxiálního kabelu), které i přes totožnou délku (čtveřice se „stejnou barvou“ nebyla v době měření k dispozici) mají nepatrně jiné parametry a to zejména ve fázovém posuvu signálu pro danou frekvenci.



Obr. 5.38 Detail propojení DPS SIW šestibranu a zátěží s PIN diodami ASML-5829

5.4.1 Parametry propojovacích kabelů a jejich vliv

Aby bylo možno zjistit vliv propojovacích kabelů na danou strukturu, bylo nejprve nutno změřit vlastní kabely. Jelikož jsou měřicí a propojovací kabely stejného typu konektoru (s převlečnou maticí) bylo nutno pro měření použít propojky, které byly také změřeny pro možnost jejich korekce.

Proces korekce (v angl. literatuře lze najít pod pojmem „de-embedding“) je o trochu složitější než v případě korekce jedné propojky při měření pevných zátěží v jedné z předchozích kapitol. Dle [28] jsou s-parametry ve své základní formě nepoužitelné pro kaskádní řazení několika dvojbranů. Z tohoto důvodu je výhodné použít matici \mathbf{t} t-parametrů zvanou též „Vlnová přenosová matice“. Tyto parametry jsou již jednoduše kaskádovatelné. Přepočít je dle [28] následující:

$$\mathbf{t} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -s_{22} \\ s_{21} & s_{21} \\ s_{11} & s_{12} \cdot s_{21} - s_{11} \cdot s_{22} \\ s_{21} & s_{21} \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Rovnici výsledných naměřených parametrů lze definovat (5.6) jako součin tří kaskádních matic (s indexy pro tento případ)

$$\mathbf{t}_{\text{zmereno}} = \mathbf{t}_{\text{prechodka1}} \cdot \mathbf{t}_{\text{kabel}} \cdot \mathbf{t}_{\text{prechodka2}}. \quad (5.6)$$

Pro výpočet hledaných parametrů upravíme rovnici do podoby (5.7)

$$\mathbf{t}_{\text{kabel}} = \mathbf{t}_{\text{prechodka1}}^{-1} \cdot \mathbf{t}_{\text{zmereno}} \cdot \mathbf{t}_{\text{prechodka2}}^{-1}. \quad (5.7)$$

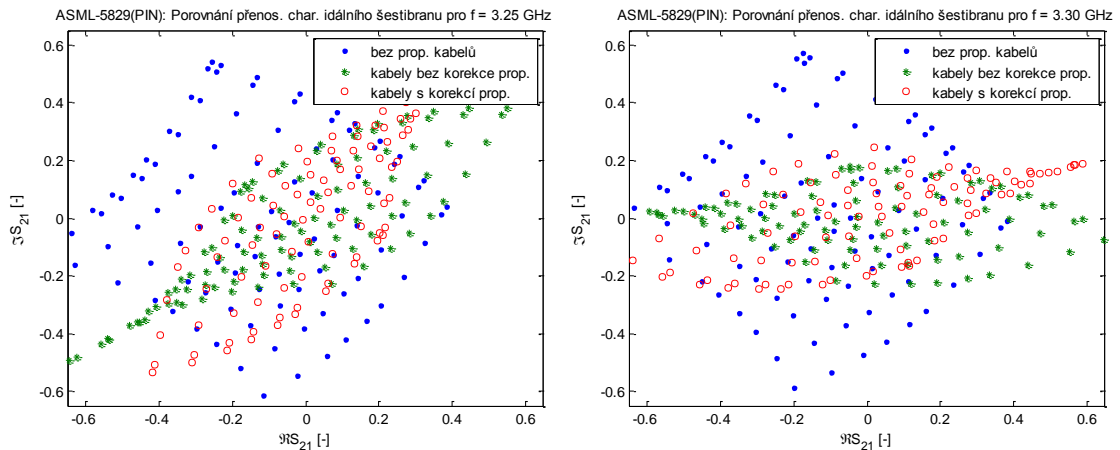
Po výpočtu matice t-parametrů, lze tyto převést s využitím vzorce (5.8) pro zpětnou konverzi na s-parametry, se kterými budeme dále pracovat.

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{t_{21}}{t_{11}} & \frac{t_{11} \cdot t_{22} - t_{12} \cdot t_{21}}{t_{11}} \\ 1 & -\frac{t_{12}}{t_{11}} \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Nyní následuje vzorec (využitý již v kapitole 3) pro kaskádní řazení zátěže a propojovacího kabelu, kterým lze spočítat jaký bude jejich odraz jako celku.

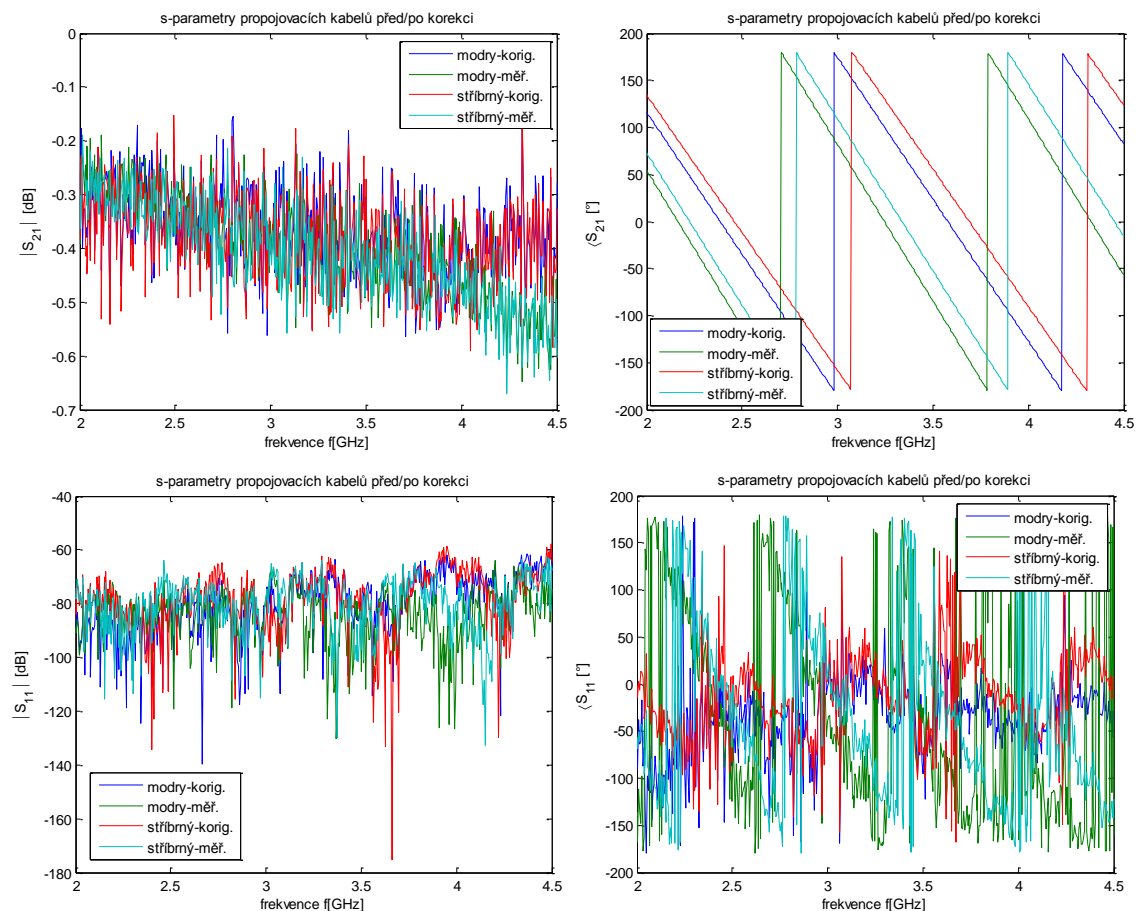
$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L}. \quad (5.9)$$

Na následujícím obrázku můžeme vidět jaký vliv budou mít tyto propojky na ideální šestibran a zároveň (stejně jako v další kapitole) je zde ukázka vlivu korekce propojek.



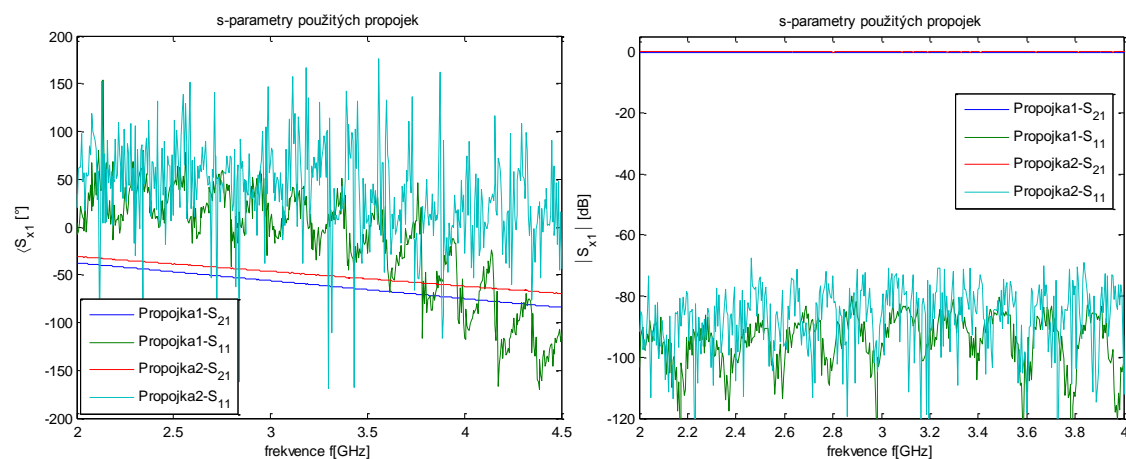
Obr. 5.39 ASML-5829(PIN): vliv propojovacích kabelů na přenos – idealizovaný šestibran

Jak je z obrázku Obr. 5.39 zřejmé dominantní vliv na výsledek mají právě kabely (přesněji jejich fázový posuv), které deformují IQ diagram, vlastní korekce propojek koriguje spíše již jen výsledné pootočení (tj. chyba fáze).



Obr. 5.40 S-parametry propojovacích kabelů před a po korekci

Obr. 5.40 zobrazuje parametry kabelu a to jak před korekcí, tak i po ní (jsou zobrazeny pouze s_{11} a s_{21} , jelikož se jedná o symetrický obvod). Jak je vidět korekce ovlivnila zejména fázovou charakteristiku (s_{21} a s_{12}) vliv na amplitudu byl minimální. Parametr s_{11} (s_{22} je téměř totožný) je zde spíše jen pro informaci a naznačuje, že ztráty kabelu jsou minimální (s tím však mírně koliduje parametr s_{21} , kde přenos je jen 94%).

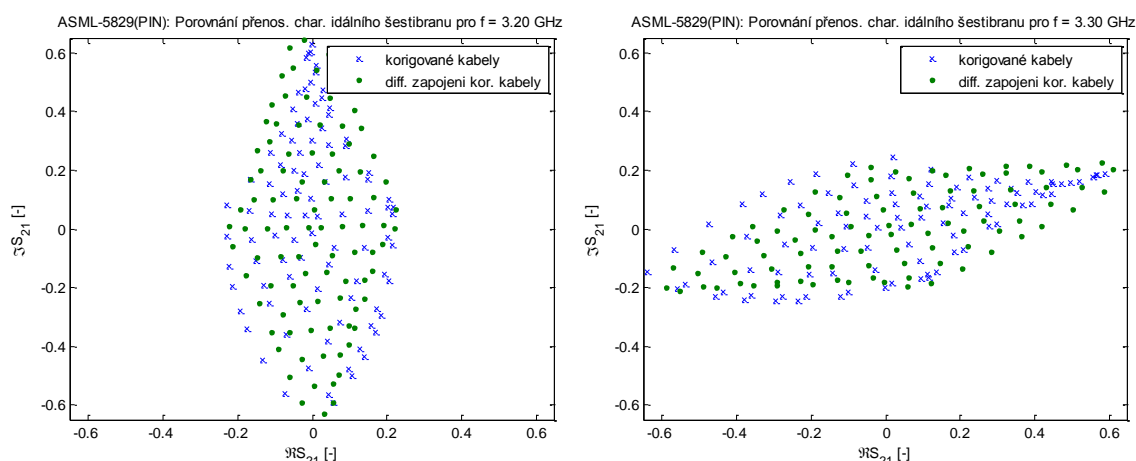


Obr. 5.41 S-parametry propojek pro korekci kabelů

Obr. 5.41 zobrazuje parametry propojek pro vlastní korekci. Z hlediska útlumu je zde přenos do zátěže (dle čísel) velmi dobrý, tj. zde se s_{21} pohybuje v průměru na 0,1 dB. Fáze pro s_{11} je zde spíše jen jako doplňkový parametr, že byla změřena, avšak na těchto útlumech již mnoho nevypovídá, jelikož je utopena v šumu.

Jelikož jsou ale čísla pro s_{11} jsou velmi podobná těm, které byly naměřeny kabelům, mohla by zde vyvstat otázka, kam se tedy podělo cca 5% vstupního výkonu v prvním případě. Zde by se dalo odvolat nejspíše na nepřesnosti měření (nedokonalá kalibrace, nedokonalé utažení propojek – což byl zřejmě největší problém), kde se „přesný“ výsledek skládá z tří „nepřesných“ měření (zejména výpočet s_{11} je tímto postižen).

I přes nepřesnosti měření nám však měření dodává informaci, kde hledat chybu v konečných výsledcích experimentu. Jako test byl zároveň simulován i idealizovaný šestibran s diferenciálním buzením (Obr. 5.42), avšak v tomto případě toto zapojení nemá očekávaný efekt a pouze „vystředí obrazec“. Chyba fázového posuvu mezi protějšnými branami zůstává zachována (tj. nesvírá 90° , ale jiný úhel).



Obr. 5.42 ASML-5829(PIN): vliv propoj. kabelů na přenos – diferenciální ideal. šestibran

5.4.2 Porovnání naměřených výsledků s výpočtem

V minulých dvou podkapitolách byl popsán jak průběh vlastního experimentálního měření, tak i diskuze proč výsledky nejsou takové jaké byly předpokládány.

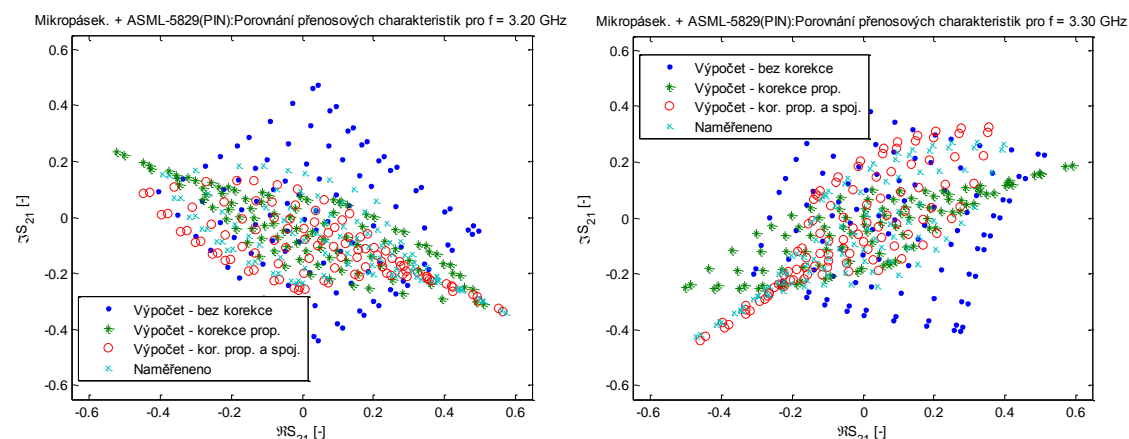
Celkový výsledek výpočtu se skládá z několika dílčích měření, tj. měření vlastního šestibranu, zátěží, kde hraje velkou roli také absolutní přesnost nastavení zdroje budícího napětí (buzení DPS se zátěžemi bylo napěťové), propojovacích kabelů a nakonec i průchodek/spojek. Z tohoto důvodu není očekávána stoprocentní korelace výsledku výpočtu a měření. Výsledky mají hlavně ukázat, zda jsme se schopni se výpočty přiblížit očekávanému výsledku.

Výsledky uvedené na Obr. 5.43 až Obr. 5.46 jsou sestaveny z těchto obrázků (v závorce je uvedena zkratka pro funkci „plot“ v programu Matlab®):

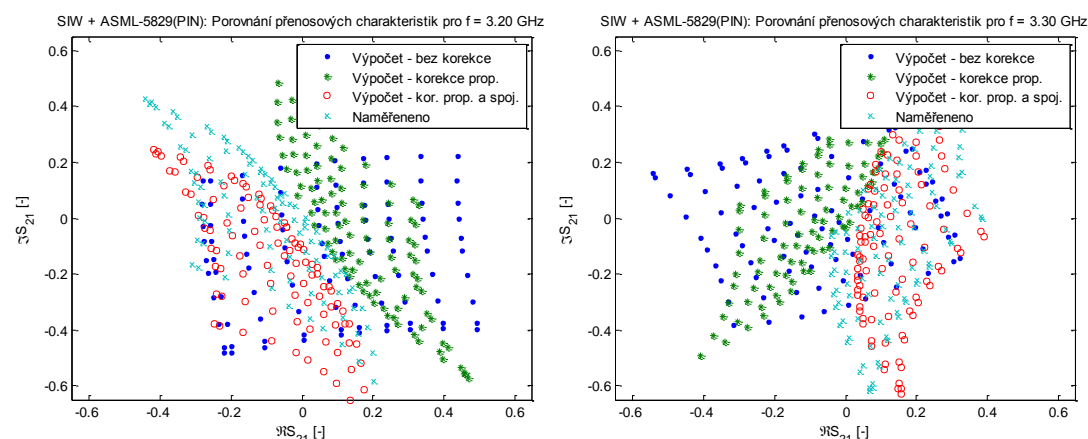
- Modrá tečka (.) – výpočet bez uvažování propojovacích kabelů, tj. zátěže jsou připojeny přímo na šestibran.
- Zelená hvězda (*) – výpočet, kdy jsou uvažována data včetně měřících propojek (toto je spíše pro informaci, jakou chybu měření propojky způsobí)

- Červené kolečko (o) – výpočet s uvažováním propojovacích kabelů s korekcí propojek/spojek
- Světle modrý křížek (x) – naměřená data

Výpočty vlastních přenosů šestibranů byly provedeny s použitím rovnice (3.9), tj. pomocí tzv. renormalizace parametrů (maticový přepočet). Vliv kabelů (s uvažováním korekce propojek i bez něho) byl přepočítán dle rovnic (5.5) až (5.9).



Obr. 5.43 Mikropásek + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty



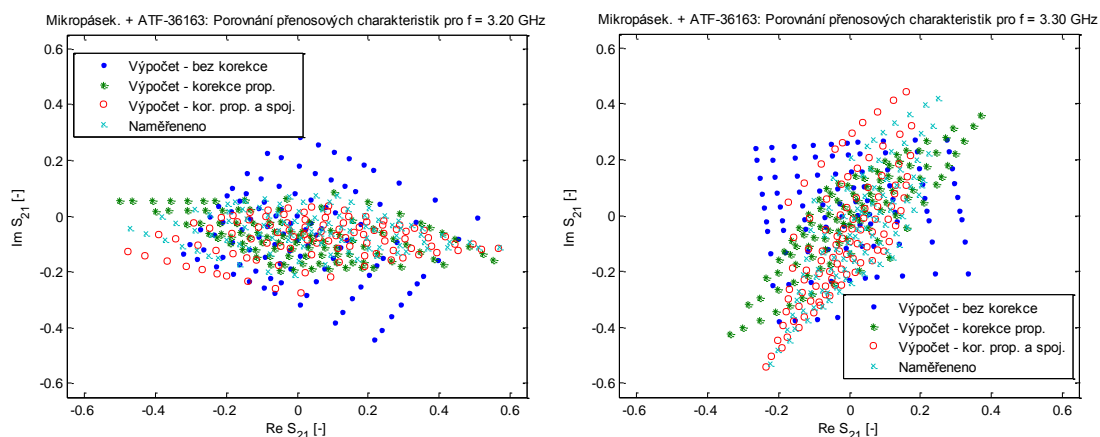
Obr. 5.44 SIW + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty

Porovnáme-li data pro PIN diodu jako zátěž (Obr. 5.43 a Obr. 5.44), která neberou v úvahu posuv fáze propojovacími kabely, zjistíme, že výsledný tvar je velmi podobný ato jak mezi sebou tak i s idealizovaným šestibranem na Obr. 5.39. Toto platí, nebereme-li v úvahu pootočení, posuv charakteristiky a v porovnání s ideálním šestibranem také maximální rozsah a to z důvodu vnitřních ztrát.

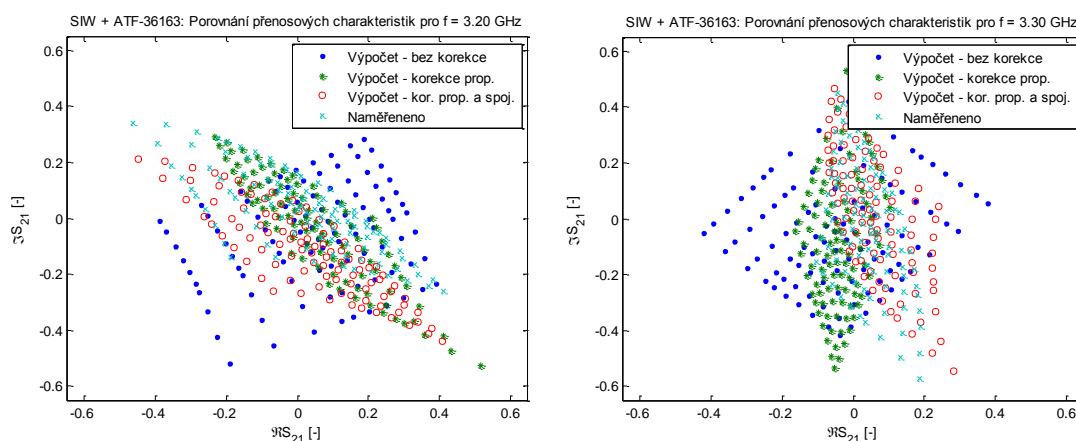
Pokud ovšem porovnáme výpočty s korekcemi jsou jednotlivé přenosy daleko více ovlivněny typem šestibranu. Zatímco tvar výsledného stavového diagramu pro mikropáskový šestibran je velmi podobný ideálnímu (za podmínky nebereme-li v úvahu pootočení a offset), SIW šestibran je díky daleko větším přeslechům daleko více zkreslen.

Porovnáme-li vypočtená data s naměřenými, zjistíme, že výsledek výpočtu s korekcemi kabelů a propojek pro mikropáskový šestibran je bližší než v případě SIW.

Budeme-li porovnávat výsledky jen tvarově, pak vlastní kompenzace propojky přináší pouze opravu fázové chyby a ne výrazné zlepšení tvarového zkreslení. Porovnání nejpřesnějších výpočtů s naměřenými hodnotami (pro kvalitativní posouzení) jsou zobrazeny pro lepší přehlednost také na Obr. 5.47 a Obr. 5.48).



Obr. 5.45 Mikropásek + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty

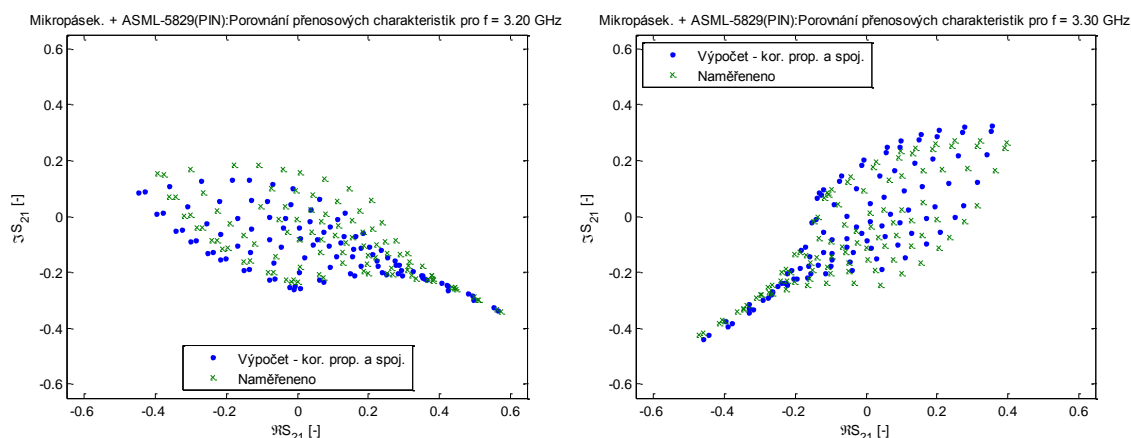


Obr. 5.46 SIW + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty

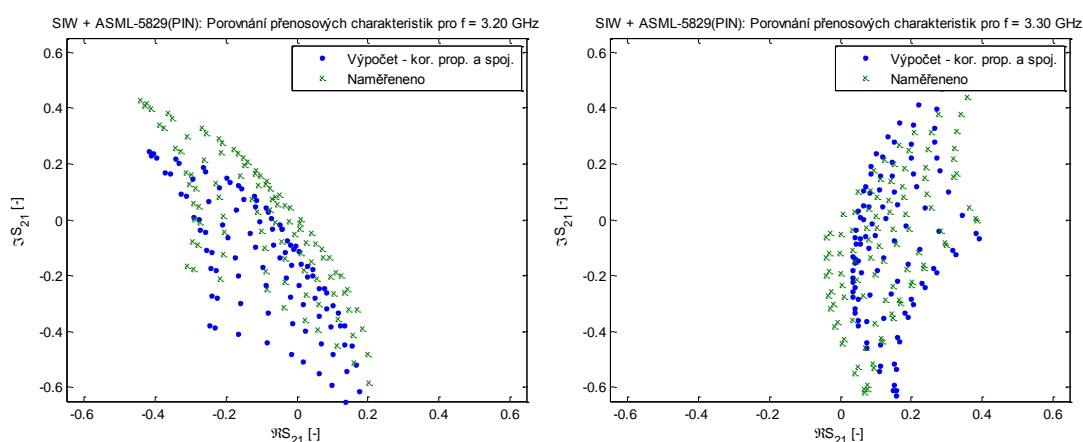
V případě obrázků pro mikrovlnný tranzistor ATF-36163 nedochází k tak velkému zkreslení jako v minulém případě. Signál u Obr. 5.45 je zkreslen tak, že vzniká kosočtverec (na rozdíl od tvaru „úzkého listu“ v Obr. 5.43). Chyba pro výpočet na SIW struktuře je stejně jako v minulém případě daleko větší. Z hlediska tvaru opět není výrazný rozdíl mezi výpočtem s korekcí propojky a bez ní, propojka nám jen eliminuje fázovou chybu.

Aby bylo možno porovnat kvalitativně nejpřesnější výpočet s výpočtem, jsou v dalším textu vloženy obrázky Obr. 5.47 až Obr. 5.50.

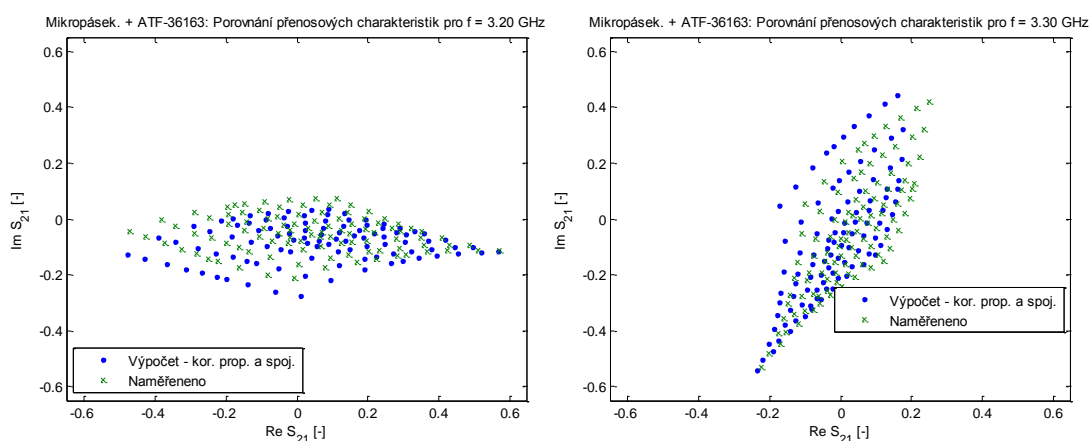
- Modrá tečka (.) – výpočet s uvažováním propojovacích kabelů s korekcí propojek/spojek
- Zelený křížek (x) – naměřená data



Obr. 5.47 Mikropásek + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail)

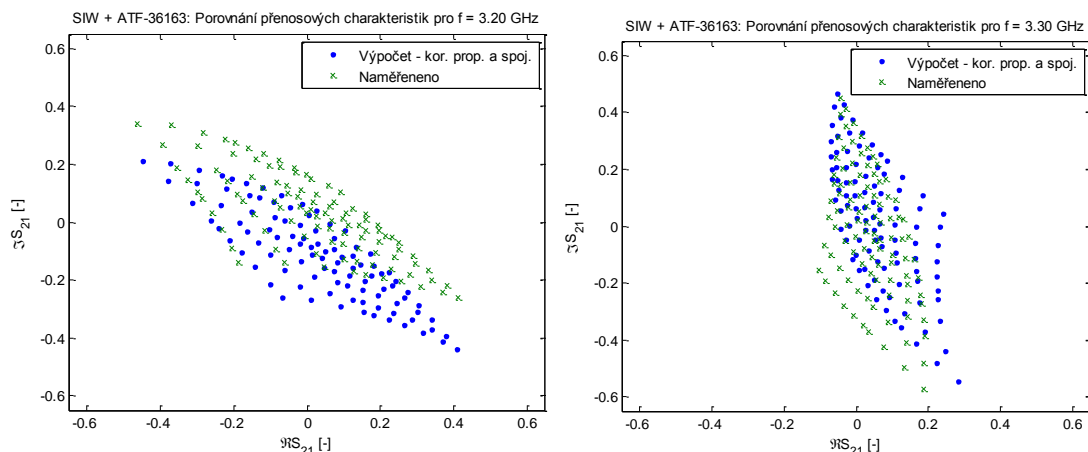


Obr. 5.48 SIW + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail)



Obr. 5.49 Mikropásek + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail)

Jak je vidět z detailů na obrázcích výše, je výsledná chyba výpočtu v případě frekvence 3,3 GHz je zejména fázová (tj. obě brány jsou částečně posunuty fázově). Tato chyba poukazuje, že by mohla být způsobena nejspíše špatnou výslednou kalibrací kabelů. Avšak z obrázků pro frekvenci 3,2 GHz by se mohlo zdát že chyba je spíše než fázová v posuvu (offsetu) charakteristiky, než v její fázi. Tento jev by spíše naznačoval, že chybou je postižena pouze jedna brána.



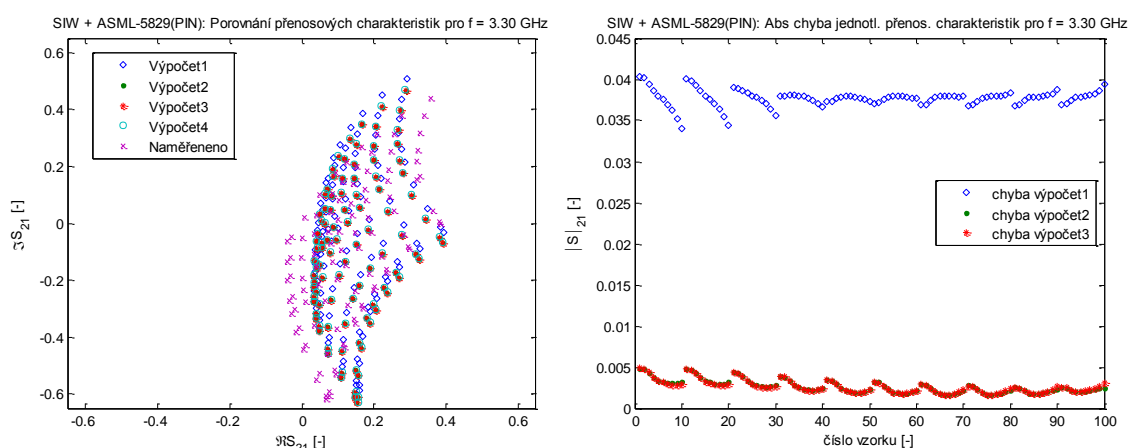
Obr. 5.50 SIW + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail)

Pro levou část Obr. 5.50 by mohlo platit tvrzení jako pro obrázky ostatní, avšak u obrázku pro frekvenci 3,3 GHz výsledná chyba je nejen daleko větší, ale z tvaru se může zdát, že je spíše ozrcadlena než jen posunuta. Pro tento jev nemám vysvětlení a jak je vidět pro některé průběhy v přílohách jsou některé výpočty porovnávající měření s výpočtem i pro další frekvence chyby i daleko větší.

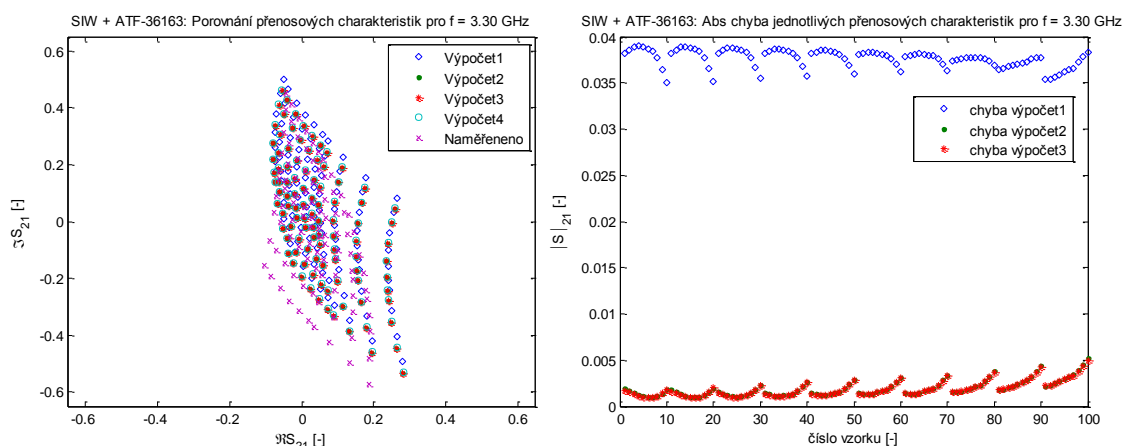
Poslední část experimentálního měření se bude zabývat chybou jednotlivých výpočtů uvedených v kapitole 3 a to jak v porovnání s naměřenými výsledky, tak i zobrazením odchylky od výpočtů uvedených výše (maticovou re-normalizací). Všechny výpočty uvažují kabely s korekcí chyby měření způsobené propojkami. Na následujících obrázcích lze tedy vidět následující porovnání (v závorce opět uvedena zkratka symbolu):

- Modrý kosočtverec (d) – výpočet uvažující pouze přizpůsobení portu a přenos mezi vstupem a výstupem, tj. pouze jeden odraz průchodem dle (3.11)
- Zelená tečka (.) – výpočet uvažující nad rámec předchozího vzorce také dva odrazy pro průchod dle (3.12)
- Červená hvězda (*) – výpočet uvažující jeden, dva a tři odrazy v jednom průchodu dle (3.15)
- Světle modré kolečko (o) – výpočet dle (3.9) – re-normalizace matice, totožný jako v předchozích variantách
- Zelený křížek (*) – naměřená data

Každý obrázek se skládá ze dvou, kde v levé části je zobrazen stavový diagram jak pro jednotlivé výpočty, tak i změřená hodnota a v pravé části jsou zobrazeny absolutní odchylky měření pro jednotlivé výpočty. Vlastní odchylky jsou rozdíl výpočtu dle rovnic výše od rovnice (3.9) – re-normalizace rovnice. Tato varianta byla zvolena z důvodu odchylek měření a referenčního výpočtu, z čehož vyplývá že výsledná data rozdílů by vypadala tak, že jsou téměř totožná, tj. rozdíly jejich geometrická vzdálenost by byly zanedbatelné vůči celkové chybě výpočtu. Zvoleným způsobem je demonstrováno jaká je odchylka mezi výpočty a dokazuje to tvrzení, že se zlepšujícími se vnitřními parametry šestibranů lze zvolit jednodušší aproximaci (co se týče výpočtu).

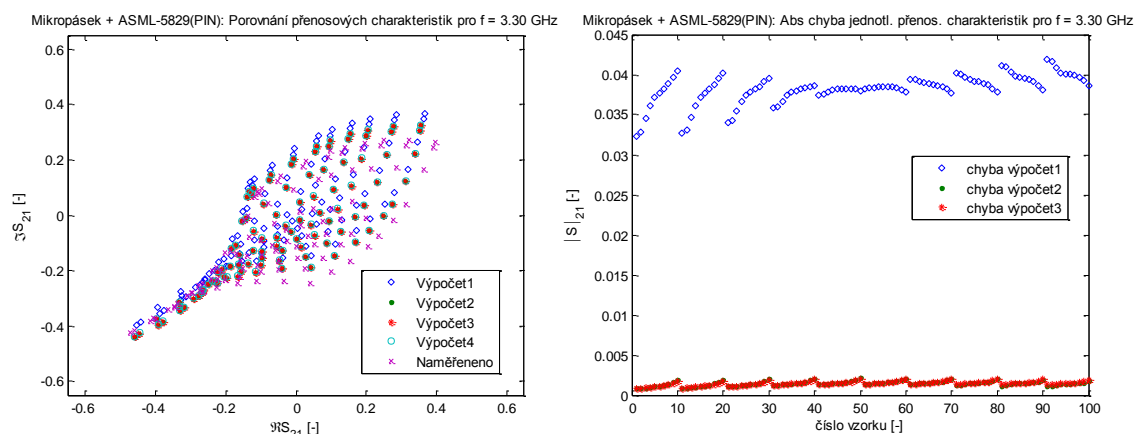


Obr. 5.51 SIW + ASML-5829(PIN): porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty

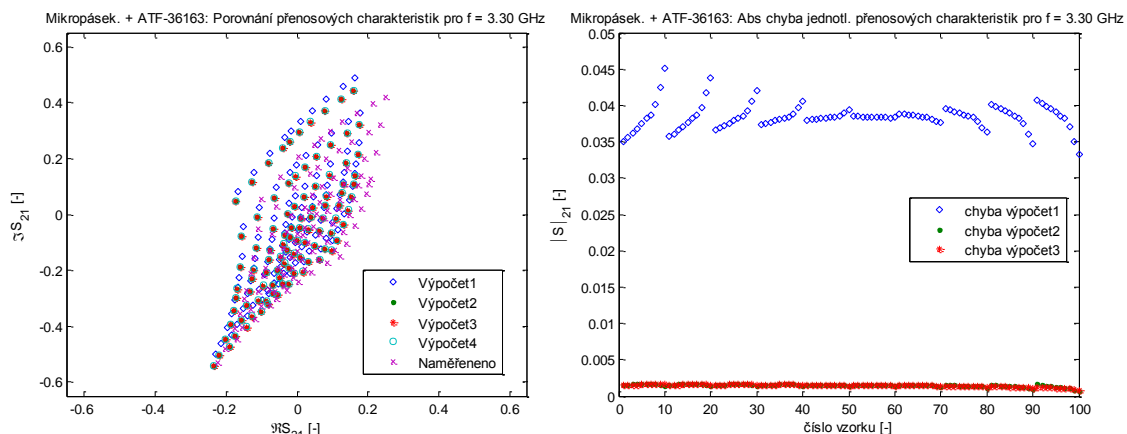


Obr. 5.52 SIW + ATF-36163: porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty

Porovnáme-li předchozí dva obrázky, tj. Obr. 5.51 a Obr. 5.52, můžeme vidět, že pro horší případ (SIW) je, co se týče eliminace chyby výpočtu od referenční hodnoty, dominantní vliv na chybu při přechodu mezi rovnicemi (3.11) a (3.12), kde se chyba skokově snižuje. Další zvyšování přesnosti v těchto případech nemá příliš cenu a v některých případech je chyba pro rovnici (3.15) horší.



Obr. 5.53 Mikrop. + ASML-5829(PIN): porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty



Obr. 5.54 Mikropásek + ATF-36163: porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty

Obr. 5.53 a Obr. 5.54 ukazuje lepší příklad. I v tomto případě je dominantní pro přesnost započítání i dvou odrazů během průchodu. V tomto případě je chyba pro dvě smyčky natolik nízká, že složitější model nemá cenu uvažovat.

Porovnáním vlivu dle zátěží jsou v případě tranzistoru chyby menší než pro PIN diodu. I v tomto případě má mikrovlnný tranzistor lepší výsledky.

Jak bylo již diskutováno výše, vliv třetího odrazu v systému má na vlastní chybu již minimální dosah. Chyba, která je pro Obr. 5.54 již téměř konstantní má tedy zcela jiný původ. Tento původ může mít dvě hlavní příčiny. První z nich je idealizace výstupního portu (tj. v našeho hlediska na něm žádný rušivý odraz nemůže vzniknout). Co se týče přizpůsobení „zbytečného portu“ na měn zřejmě vzniká další chyba (v našem případě ignorována, jelikož jeho vliv nebyl měřen. Tento fakt také může být jedním z viníků proč není možné se v některých případech dopočítat lepší korelace s měřením.

5.5 Závěr

Poslední kapitola se rozděluje do tří větších celků. Z nichž první popisuje vlastní hardwarové řešení zátěží a výsledky jejich měření, druhý jak by bylo vhodné budovat experiment a třetí je vlastní pokus a diskuze jeho výsledků.

První část, zabývající se řešením hardwaru, volně navazuje na druhou kapitolu, kde je první ukázka, jak to udělat. Tím, že se jedná pouze o pomocný obvod, nevěnujeme se zde detailům, např. jak byl řešen střídavý zkrat u biasovacího obvodu. S těmito obvody (a tím co byl navržen jako první) bylo změřeno několik druhů zátěží. Jejich charakteristiky jsou diskutovány a v druhé části také rozebráno proč jsou anebo nejsou vhodné pro náš účel.

Pro všechny měřené zátěže bylo ukázáno jak by dopadl stavový diagram ideálního modulátoru, v případě, že by jsme použili právě je. Pokud byla zátěž měřena pouze jako jedna bylo počítáno s jedním výsledkem pro všechny čtyři porty. V případě měření čtveřice (Shottkyho a PIN dioda, mikrovlnný tranzistor) byly porovnány rozdíly jednotlivých aktivních prvků v jednom grafu a ve výpočtech se s nimi zacházelo jako s celkem, tj. každá brána využívala jeden z nich, takže na výsledku je viditelný vliv

jejich rozptylů. Ačkoliv pro čtveřice jsou změřeny přeslechy, ve vlastním výpočtu již nikde nevystupují.

V poslední části byl ukázán výsledný experiment, který nevyšel dle očekávání (s tímto stavovým diagramem by příliš mnoho dat nebylo nepřeneseno). Z tohoto důvodu se tato kapitola rozrostla o stať, kde je vysvětleno, čím a jak byly výsledky zkresleny. Hledání příčiny, tj. začít uvažovat propojovací kabely, korigovat měření atd. v textu vypadá velmi přímočaře, avšak jen přijít na místo, kde je chyba (zejména, dokud jsem byl přesvědčen, že rozdíl jejich parametrů je zanedbatelný, když jsou stejně dlouhé) zabralo čas, který mohl být věnován dalším pokusům, např. měřením se Shottkyho diodami (vlastní měření bylo časově náročné, z důvodu velkého množství kombinací a absence jakékoliv automatizace). Tento problém je ovšem daň za možnost ke každému šestibranu připojit různé druhy zátěží a možnosti změřit jednotlivé komponenty odděleně. Věřím však, že v případě integrace zátěží na desku se šestibranem (což by u obvodu tvořeného mikropáskovým vedením nebyl problém) by byly výsledky o poznání lepší minimálně by byly omezeny přechody mikropásek-kabel-mikropásek a jejich vlastní odrazy.

Po veškerých kalibracích atd. bylo dokázáno, že výpočet i přes rezervy může odpovídat realitě a to jak pro maticový počet, tak i pro výpočty uvedené v kapitole 3. Zde je vidět, že pro všechny případy postačí rovnice (3.12) beroucí v úvahu jeden a dva odrazy pro každou cestu. Rovnice by mohly být ještě přesnější, pokud by brali v úvahu také odraz výstupu.

Když bylo potvrzeno, že neočekávané výsledky jsou způsobeny propojením mezi modulátorem a zátěžemi, byl to první impuls uvažovat nad tím proč vznikly také články s tématy diferenciálního šestibranu (nejen buzení, ale zdvojené celé struktury viz. např. [11]). Bylo provedeno několik výpočtů (simulací), kde bylo zjištěno, že např. pro offset, je tato struktura (pokud jsou diferenciální budící napětí vybrány alespoň částečně slušně) více než vhodná a výsledný IQ diagram je krásně vystředěn. To byl důvod přidat do druhé části také úvod do problematiky a dosažené výsledky v případě ideálního šestibranu. Jak je však vidět v této kapitole, problém experimentu s různými kabely toto zapojení bohužel neřeší (výpočty proběhly také na ideálním šestibranu) a tak je zde o tomto řešení již jen krátká zmínka.

6 Závěr

Vlastní práce je rozdělena do celkem pěti kapitol. V úvodu je stručně popsán základní matematický popis šestibranu, jeho využití jako modulátoru (ideálního) a velmi okrajově nastíněna technologie SIW, která má funkci odkazů na články, ze kterých bylo čerpáno. V druhé kapitole je popsáno jak bylo postupováno v případě návrhu SIW i mikropáskového šestibranu. Tato část není rozepisována dopodrobna (více k návrhu modulátoru se nechá najít v [43]), jelikož tím jak se měnily hlavní cíle práce se stala pouze podporou pro další kapitoly.

Tím, že návrh SIW modulátoru má řádově větší přeslechy než návrh založený na mikropáskových strukturách, bylo možno ve třetí kapitole dokázat (výsledky měření a simulace), že je v některých případech nutné uvažovat i cesty, které mají více jak jeden odraz a ne tedy pouze cesty přímé, jak popisuje mnoho rozborů ([1],[2],...). Tuto kapitolu беру jako nejdůležitější poznatek v této práci. Vlastní technika ověřování nebyla sice ideální, avšak výsledek na rozdíl od výsledného experimentu dopadl nade očekávání, jelikož opět se jedná o tzv. „přesný výsledek složený z výsledků nepřesných“.

Čtvrtá kapitola vznikala souběžně se třetí, kde jsou v první části použity stejné rovnice pro výpočet, pouze impedance nejsou pevné, ale nějakým způsobem rozmítané. Při této příležitosti vznikla kapitola 4.2, která se tváří v práci tak nějak navíc. Její hlavní význam byl v předložení názoru čtenáři, že modulaci tímto způsobem provést lze, ale výsledný stavový diagram (pokud chceme dodržet maxima a minima budícího signálu/možné impedance) bude komprimován (maximální amplituda bude cca 70% z teoretického maxima). Tato kapitola, resp. výpočet impedancí pro tuto barovou modulaci měl zároveň sloužit (po převedení impedancí na budící napětí) jako první budící signál pro výsledný modulátor.

Poslední kapitola měla být původně pouze krátkým přehledem dosažených výsledků. Jak již bylo několikrát zmíněno, díky neočekávaným výsledkům a snaze vyzkoušet co nejvíce aktivních prvků (alespoň co se týče jejich chování pro takovýto typ aplikace) se z ní stala nejdelší část práce. Avšak tato kapitola obsahuje pouze výsledky statických měření a finální měření, kde by bylo zjevné také dynamické chování nebylo před mým odchodem na kombinovanou formu studia dokončeno.

Jak bylo řečeno dříve, dynamickým chováním zvolených zátěží se tato práce bohužel nezabývá, proto je možné výsledky interpretovat pouze pro velmi malé rychlosti (řádově v kBd). A tak je chování (pro pokud možno spojitě rozmítání) ve vyšších rychlostech otevřenou otázkou, která by mohla vést k dalšímu výzkumu. Zde bych si na závěr dovolil tip ohledně předpokládaného dynamického chování a to, že pro zátěže založené na mikrovlónných tranzistorech by nemusel být problém dosáhnout bitových toků i o několik řádů výše, avšak pro PIN diody budou vyšší rychlosti problémem.

Literatura

- [1] LUO, B., CHIA, M. Y. W. Performance Analysis of Serial and Parallel Six-Port Modulators, *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.* September 2008, vol. 56, no. 9, ISSN: 0018-9480.
- [2] LUO, B., CHIA, M. Y. W. Direct 16 QAM six-port modulator. *Electronics Letters*. 2008, vol. 44, no. 15, p. 910 – 911. ISSN: 0013-5194.
- [3] ZHAO, Y., VIERECK, C., FRIGON, J. F., BOSISIO, R. G., WU, K. Direct quadrature phase shift keying modulator using six-port technology. *Electronics Letters*, 2005, vol. 41, no. 21, p. 1180–1181.
- [4] IBRAHIM, S. Z.; ABBOSH, A. M.; ANTONIADES, M. A. Direct quadrature phase shift keying modulation using compact wideband six-port networks. In *IET microwaves, antennas & propagation*, 2012, 6.8: 854-861.
- [5] ÖSTH, J. KARLSSON, M., SERBAN, A., GONG, S. Carrier leakage suppression and EVM dependence on phase shifting network in six-port modulator. In *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012 International Conference on. IEEE, 2012. p. 1-4.
- [6] YOB, R. C.; SEMAN, N.; GHAZALI, S. N. A. M. Error Vector Magnitude analysis for wideband QPSK and QAM six-port modulator. In: *RF and Microwave Conference (RFM)*, 2011 IEEE International. IEEE, 2011. p. 149-153.
- [7] ÖSTH, J., OWAIS, O., KARLSSON, M., SERBAN, A., SHAOFANG, Gong. Schottky diode as high-speed variable impedance load in six-port modulators. In *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*. 2011, Bologna (Italy), p. 68 – 71. ISSN: 2162-6588.
- [8] ÖSTH, J., KARLSSON, M., SERBAN, A., GONG, S. M-QAM six-port modulator using only binary baseband data, electrical or optical. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 2013, 61.6: 2506-2513.
- [9] ÖSTH, J., SERBAN, A., KARLSSON, M., GONG, S. LO leakage in six-port modulators and demodulators and its suppression techniques. In *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2012 IEEE MTT-S International. IEEE, 2012. p. 1-3.
- [10] XU, X., BOSISIO, R. G. WU, K. Analysis and implementation of six-port software-defined radio receiver platform, In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 7, pp. 2937-2943, July 2006. doi: 10.1109/TMTT.2006.877449
- [11] SERBAN, A., KARLSSON, M., ÖSTH, J., GONG, S. Differential circuit technique for six-port modulator and demodulator. In *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2012 IEEE MTT-S International. IEEE, 2012. p. 1-3.
- [12] GHANNOUCHI F. M., MOHAMMADI A. *The six-port techniques with microwave and wireless applications*. Boston: Artech House, 2009. 236 s, ISBN 978-1608070336.
- [13] LI-NAN W., XU-CHUN Z., CHUANG-MING T., MING Z., A New Substrate Integrated Waveguide Six-port Circuit. In *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology ICMMT 2010*. 2010, Chengdu (China), p. 59-61 2010. ISBN: 978-1-4244-5705-2.
- [14] XU X., BOSISIO R. G., WU K. A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. July 2005, vol. 53, no. 7, p. 2267 - 2273. ISSN: 0018-9480.
- [15] UCHIMURA, H., TAKENOSHITA, T., FUJII, M., Development of a „Laminated Waveguide“. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 1998, vol. 46, no. 12, p. 2438 – 2443, ISSN: 0149-645X.

- [16] LI, L., CHEN, X., KHAZAKA, R., WU, K. A transition from substrate integrated waveguide (SIW) to rectangular waveguide. In: *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*. IEEE, 2009. p. 2605-260
- [17] DESLANDES, D., WU, K. Analysis and Design of Current Probe Transition from Grounded Coplanar to Substrate Integrated Rectangular Waveguides, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 8, p. 2487-2494.
- [18] RAYAS-SÁNCHEZ, J. E. An Improved EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions, *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects (IMWS2009-R9)*, 2009, p. 27-30, ISBN: 978-1-4244-2742-0.
- [19] WU, K. DESLANDES, D., CASSIVI, Y. The substrate integrated circuits-a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics. In *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, 2003. TELSIS 2003. 6th International Conference on. IEEE, 2003. p. P-III.
- [20] NAM, H., YUN, T. S., KIM, K. B., YOON, K. C., LEE, J. C. Ku-band transition between microstrip and substrate integrated waveguide (SIW). In: *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*. IEEE, 2005. p. 4 pp.
- [21] DJERAFI, T., DAIGLE, M., BOUTAYEB, H., ZHANG, X., WU, K. Substrate integrated waveguide six-port broadband front-end circuit for millimeter-wave radio and radar systems. In *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*. IEEE, 2009. p. 77-80.
- [22] SEMAN, N., BIALKOWSKI, M. E., IBRAHIM, S. Z., & BAKAR, A. A. Design of an integrated correlator for application in ultra wideband six-port transceivers. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09*. IEEE. IEEE, 2009. p. 1-4.
- [23] HENTSCHEL, T. The six-port as a communications receiver. In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53.3: 1039-1047.
- [24] National Instrument. *Understanding RF & Microwave Specifications - Part II*. [cit. 2014-03-11] Dostupné na [www: http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4448](http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4448)
- [25] Keysight Technologies. *Signal Integrity Analysis Series Part 3: The ABCs of De-Embedding, Application Note*. 2014. Published in USA, July 31, 2014. [cit. 2017-06-15]. Dostupné na [www: http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-5765EN.pdf](http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-5765EN.pdf)
- [26] *Microwaves101.com: The world's microwave information resource since 2001*. 2017 [cit. 2017-06-15]. Dostupné na [www: http://www.microwaves101.com/](http://www.microwaves101.com/)
- [27] POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 3rd ed. Hoboken, NJ: J. Wiley, c2005. ISBN 0471448788.
- [28] TYSL, V., RŮŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovlonné techniky*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1989. ISBN 80-03-00141-2.
- [29] URBANEC, T. *Special methods for microwave vector measurements: Speciální metody mikrovlonných vektorových měření*: dissertation thesis short version. Brno: University of Technology, c2009. ISBN 978-80-214-3898-9.
- [30] BILIK, V. Six-port measurement technique: Principles, impact, applications. In *Invited paper at the International Conference RADIOELEKTRONIKA*. 2002.
- [31] JOSHI, R. K., HARISH, A. R. Characteristics of a Rotated Butterfly Radial Stub, *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, 2006, pp. 1165-1168. doi: 10.1109/MWSYM.2006.249398
- [32] AVAGO technologies. *ATF-36163: 1.5–18 GHz Surface Mount Pseudomorphic HEMT (Data sheet)*, 2008. [cit. 2017-06-14]. Dostupné z: <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1441EN>
- [33] AVAGO technologies. *ATF-55143: Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package (Data sheet)*. 2012 [cit. 2017-06-14]. Dostupné na www: https://docs.broadcom.com/docs/AV02-0923EN

- [34] NXP Semiconductors. *BAP70-02: Silicon PIN diode (Product data sheet)*. 2014. [cit. 2017-06-14]. Dostupné na [www: http://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BAP70-02.pdf](http://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BAP70-02.pdf)
- [35] AVAGO technologies. *ASML-5829: Schottky Assisted Low Power PIN Diode Limiter (Data sheet)*. 2009. [cit. 2017-06-14]. Dostupné na [www: https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1692EN](https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1692EN)
- [36] AVAGO technologies. *HSMP-382x, 482x: Surface Mount RF PIN Switch and Limiter Diodes (Data sheet)*. 2012 [cit. 2017-06-14]. Dostupné na [www: https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1395EN](https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1395EN)
- [37] Ettus Research™. *USRP™ N200/N210 Networked series (N200/N210 product overview)*. 2012. [cit. 2017-08-02]. Dostupné na [www: https://www.ettus.com/content/files/07495_Ettus_N200-210_DS_Flyer_HR.pdf](https://www.ettus.com/content/files/07495_Ettus_N200-210_DS_Flyer_HR.pdf)
- [38] Ettus Research™. *LFTX Daughterboard 0-30 MHz TX*. 2017. [cit. 2017-08-02]. Dostupné na [www: https://www.ettus.com/product/details/LFTX](https://www.ettus.com/product/details/LFTX)
- [39] Ettus Research™. *BasicTX Daughterboard 1-250 MHz Tx*. 2017. [cit. 2017-08-02]. Dostupné na [www: https://www.ettus.com/product/details/BasicTX](https://www.ettus.com/product/details/BasicTX)
- [40] MARŠÁLEK, R. *Teorie radiové komunikace*. Skriptum, Vysoké učení technické v Brně, Ústav radioelektroniky, 2011, 118 s
- [41] SVAČINA, J. *Speciální elektronické součástky a jejich aplikace*. Přednášky. Vysoké učení technické v Brně, Ústav radioelektroniky, 2004, 96 s, ISBN: 80-214-2708-6.
- [42] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlňná technika*. Skriptum, Vysoké učení technické v Brně, Ústav radioelektroniky, 2000, 92 s, ISBN: 80-214-1765-X
- [43] DUŠEK, M., ŠEBESTA, J. Design of Substrate Integrated Waveguide Six-port for 3.2 GHz Modulator. In *34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing TSP 2011*. Budapest (Hungary), 2011. p. 274 - 278, ISBN: 978-1-4577-1410-8
- [44] DUŠEK, M. Evaluation of the Substrate Integrated Waveguide Six-port for 3.2 GHz Modulator. In *Proceedings of 9th international conference Vsacký Cáb 2011*. Vsácký Cáb (Česká Republika), 2011. p. 25 – 28, ISBN: 978-80-214-4319-8
- [45] DUŠEK, M., FUCHS, M. Measurement of Small Target Trajectory Using Array of CW Radar Sensors. In *Proceedings of the conference Vsacký Cáb 2012*. 2012. s. 1-4. ISBN: 978-80-214-4579- 6.
- [46] DUŠEK, M.; POVALAČ, A.; DERBEK, V.; ŠEBESTA, J.; MARŠÁLEK, R. Hardware and Software Stack for an SDR- based RFID Test Platform. In *Proceedings of 2012 Fourth International EURASIP Workshop on RFID Technology RFID 2012*. Torino, Italy: IEEE Computer Society Conference Publishing Services (CPS), 2012. s. 41-45. ISBN: 978-0-7695-4813- 5.
- [47] DUŠEK, M.; ŠEBESTA, J. Port Crosstalk Effects in Six- port Modulator. In *23th International Conference Radioelektronika 2013*. 2013. s. 147-150. ISBN: 978-1-4673-5517- 9.
- [48] DUŠEK, M.; ŠEBESTA, J. Comparison of Reduced Analytic Models for Six- Port Modulators with Different Characteristics. In *37th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP) 2014*. 2014. s. 277-281. ISBN: 978-80-214-4983- 1.

Seznam obrázků

Obr. 1.1 Principiální schéma sériového (a) a paralelního (b) six-portu [1].....	3
Obr. 1.2 Blokové schéma modulátoru s variabilními zátěžemi.....	6
Obr. 1.3 Blokové schéma modulátoru s pre-ekvalizací.....	8
Obr. 1.4 Ideové blokové schéma modulátoru s pre-ekvalizací pomocí integrovaného demodulátoru	9
Obr. 1.5 Ideové blokové schéma modulátoru s pre-ekvalizací pomocí demodulátoru založeného na stejné struktuře (šestibran).....	9
Obr. 2.1 Blokové schéma six-portu (čísla bran v závorce platí jen pro SIW verzi).....	11
Obr. 2.2 Základní vlnovod vytvořený pomocí SIW technologie.....	12
Obr. 2.3 Dělič výkonu: modelovaný v HFSS vlnovodem (a) a technologií SIW (b)	12
Obr. 2.4 Směrová odbočnice: modelovaná v HFSS vlnovodem (a) a SIW technologií (b)	13
Obr. 2.5 Dělič výkonu (a) a směrová odbočnice (b) - rozměry.....	13
Obr. 2.6 Celková struktura šestibranu: HFSS (a), realizovaný vzorek (b)	13
Obr. 2.7 S-parametry simulace šestibranu (HFSS) – přenos mezi portem LO a ostatními porty	14
Obr. 2.8 S-parametry simulace šestibranu (HFSS) – přeslechy mezi modulačními porty a vlastní rozptyl portů.....	14
Obr. 2.9 Ideový návrh šestibranu z mikropáskového vedení	15
Obr. 2.10 Ideový návrh šestibranu z mikropáskového vedení – přenosové parametry (v.1 - nahoře, v.2 - dole)	16
Obr. 2.11 Ideový návrh šestibranu z mikropáskového vedení – izolace mezi porty a odrazy (v.1 - nahoře, v.2 - dole)	17
Obr. 2.12 Návrh struktury děliče výkonu (a) a směrové odbočnice (b) (EM, Ansoft Designer®).....	18
Obr. 2.13 Návrh celkové struktury šestibranu (EM, Ansoft Designer®) a jeho realizace	18
Obr. 2.14 Parametry šestibranu z mikropáskového vedení – Přenos mezi LO a mod. branami.....	19
Obr. 2.15 Parametry šestibranu z mikropáskového vedení – Přenos mezi OUT a mod. branami.....	20
Obr. 2.16 Přenosové parametry šestibranu z mikropáskového vedení – odrazy na portech.....	20
Obr. 2.17 Přenosové parametry šestibranu z mikropáskového vedení – přeslechy mezi mod. branami	21
Obr. 2.18 Návrh struktury šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží a jeho realizace.....	21
Obr. 2.19 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – Přenos mezi LO a mod. branami.....	22
Obr. 2.20 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – Přenos mezi OUT a mod. Branami	23
Obr. 2.21 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – vlastní odrazy na portech	23
Obr. 2.22 Parametry šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží – přeslechy mezi mod. branami.....	24
Obr. 2.23 Porovnání parametrů realizace a simulace SIW šestibranu.....	25
Obr. 2.24 Porovnání parametrů realizace a simulace mikropáskového šestibranu.....	26

Obr. 2.25 Porovnání parametrů realizace a simulace mikropáskového šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží	27
Obr. 2.26 Vybrané parametry z navrhovaného SIW sixportu (značení portů neodpovídá obr. 8a)	29
Obr. 2.27 Změny s-parametrů SIW šestibranu při rozmítání vybraných parametrů	30
Obr. 2.28 Návrh proměnné zátěže - zvětšeno	31
Obr. 3.1. 2.5D model rozbočovače (vlevo) a schéma pro simulaci nepřizpůsobení (vpravo)	34
Obr. 3.2. S-parametry rozbočovače: amplitudy (vlevo) a fáze (vpravo)	35
Obr. 3.3 Ansoft Designer: s-parametry splitteru při zatížení portu 3 zátěží $R = 5\text{ m}\Omega$, $R = 50\ \Omega$ a $R = 50\text{ k}\Omega$	36
Obr. 3.4 Matlab: s-parametry při zatížení portu 3 zátěží $R = 5\text{ m}\Omega$, $R = 50\ \Omega$ a $R = 50\text{ k}\Omega$	37
Obr. 3.5 Matlab: vliv vlastního odrazu na vypočítané s-parametry při zatížení portu 3	37
Obr. 3.6 Blokové schéma six-portu (sjednocené indexy pro výpočet)	38
Obr. 3.7 Ukázka simulačního obvodu a výsledků pro rozmítání zátěží v Ansoft Designer®	42
Obr. 3.8 s-parametry SIW six-port struktury pro frekvenci 3,2 GHz	43
Obr. 3.9 Přenos SIW šestibranu pro různé kombinace hodnot zátěží $Z_x \{1\ \Omega \text{ a } 10\text{ k}\Omega\}$	43
Obr. 3.10 Chyby přenosu SIW šestibranu pro různé kombinace hodnot zátěží $Z_x \{1\ \Omega \text{ a } 10\text{ k}\Omega\}$	44
Obr. 3.11 Přenos SIW šestibranu pro různé postupné rozmítání zátěží Z_x	45
Obr. 3.12 Chyby přenosu Přenos SIW šestibranu pro různé postupné rozmítání zátěží Z_x	45
Obr. 3.13 Realizovaná deska mikropáskového šestibranu (vlevo) a pevných zátěží pro (vpravo)	46
Obr. 3.14 Amplitudové (a) a fázové (b) charakteristiky pevných zátěží a průchodek	47
Obr. 3.15 Amplitudové (vlevo) a fázové (vpravo) charakteristiky a pevných zátěží po korekci	47
Obr. 3.16 Mikropáskový šestibran - stavové diagramy přenosů pro různé frekvence	48
Obr. 3.17 Mikropáskový šestibran – Chyby výpočtu přenosů oproti měření pro různé frekvence.	48
Obr. 3.18 Mikropáskový šestibran – Ampl. a fáz. charakteristiky pro různé variace zátěží.	49
Obr. 3.19 SIW šestibran – Porovnání přenosových charakteristik vypočtených s naměřenou	50
Obr. 3.20 SIW šestibran – Absolutní chyba výpočtu přenosu oproti měření pro různé zátěže	50
Obr. 3.21 SIW šestibran – Ampl. a fáz. charakteristiky pro různé variace zátěží.	51
Obr. 4.1 Mikropáskový šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmítáním jedné brány	53
Obr. 4.2 SIW šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmítáním jedné brány.	54
Obr. 4.3 Mikropáskový šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmítáním I a Q bran současně.	54
Obr. 4.4 SIW šestibran – přenos pro různé frekvence s rozmítáním I a Q bran současně	55
Obr. 4.5 Mikropáskový šestibran – QAM64 pro různé frekvence.	55
Obr. 4.6 SIW šestibran – QAM64 pro různé frekvence	56
Obr. 4.7 Vstupní data pro 4QAM v IQ rovině	59
Obr. 4.8 Vypočtené impedance pro danou posloupnost dat za filtrem (QAM)	59
Obr. 4.9 Mikropáskový šestibran - výstupní data pro 4QAM v IQ rovině pro různé frekvence	60
Obr. 4.10 SIW šestibran - výstupní data pro 4QAM v IQ rovině pro různé frekvence	60
Obr. 4.11 Vstupní data pro 16QAM v IQ rovině	61

Obr. 4.12 Vypočtené impedance pro danou posloupnost dat za filtrem (16QAM).....	61
Obr. 4.13 Mikropáskový šestibran - výstupní data pro 16QAM v IQ rovině pro různé frekvence	62
Obr. 4.14 SIW šestibran - výstupní data pro 16QAM v IQ rovině pro různé frekvence	62
Obr. 5.1 DPS proměnných zátěží - verze pro tranzistory, rozměry desky: 43,2 x 34,6	64
Obr. 5.2 DPS proměnných zátěží - verze pro diody, rozměry desky: 94 x 71,8	64
Obr. 5.3 osazené DPS proměnných zátěží: vlevo pohled shora, vpravo pohled zespodu	65
Obr. 5.4 S-parametry proměnné zátěže s tranzistorem ATF-55143	66
Obr. 5.5 Smithův diagram proměnné zátěže s tranzistorem ATF-55143	66
Obr. 5.6 S-parametry proměnných zátěží s diodami HSMP-482B a BAP 70	67
Obr. 5.7 Smithův diagram proměnných zátěží s diodami HSMP-482B a BAP 70	67
Obr. 5.8 Smithův diagram proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829	68
Obr. 5.9 S-parametry proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829	69
Obr. 5.10 S-parametry proměnných zátěží s Shottkyho diodou ASML-5829	70
Obr. 5.11 Smithův diagram proměnných zátěží s Shottkyho diodou ASML-5829	70
Obr. 5.12 S-parametry proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163.....	71
Obr. 5.13 Smithův diagram proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163.....	72
Obr. 5.14 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami HSMP-4823 a BAP70	72
Obr. 5.15 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143.....	73
Obr. 5.16 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami HSMP-4823 (výběr U_{bias}).....	73
Obr. 5.17 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami BAP70 (výběr U_{bias})	74
Obr. 5.18 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 (výběr U_{gate}).....	74
Obr. 5.19 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 (pro nižší kmitočty)	74
Obr. 5.20 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 (jiný výběr U_{gate2})	75
Obr. 5.21 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami ASML-5829 (všechny U_{bias}).....	75
Obr. 5.22 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami ASML-5829 (výběr U_{bias}).....	76
Obr. 5.23 IQ diagram pro ideální modulátor se Shottkyho diodami ASML-5829	76
Obr. 5.24 IQ diagram pro ideální modulátor se Shottkyho diodami ASML-5829 (výběr U_{bias})	76
Obr. 5.25 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-36163 (výběr U_{bias}).....	77
Obr. 5.26 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-36163 (výběr U_{bias}).....	77
Obr. 5.27 Smithův diagram: princip nulování offsetu	78
Obr. 5.28 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením – ASML-5829 (výběr U_{gate}).....	79
Obr. 5.29 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením – ASML-5829 (výběr U_{gate}).....	79
Obr. 5.30 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením - ATF-55143 (výběr U_{gate})	80
Obr. 5.31 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením - ATF-55143 (výběr U_{gate2}).....	80
Obr. 5.32 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením – BAP70 (výběr U_{bias})	81
Obr. 5.33 IQ diagram pro ideální modulátor s diff. buzením - HSMP-4823 (výběr U_{bias}).....	81
Obr. 5.34 Naměřená data: IQ diagram pro mikropáskový šestibran a tranzistor ATF-36163.....	82
Obr. 5.35 Naměřená data: IQ diagram pro SIW šestibran a tranzistor ATF-36163.....	82

Obr. 5.36 Naměřená data: IQ diagram pro mikropáskový šestibran a PIN diodu ASML-5829.....	82
Obr. 5.37 Naměřená data: IQ diagram pro SIW šestibran a PIN diodu ASML-5829	83
Obr. 5.38 Detail propojení DPS SIW šestibranu a zátěží s PIN diodami ASML-5829	83
Obr. 5.39 ASML-5829(PIN): vliv propojovacích kabelů na přenos – idealizovaný šestibran.....	84
Obr. 5.40 S-parametry propojovacích kabelů před a po korekci.....	85
Obr. 5.41 S-parametry propojek pro korekci kabelů.....	85
Obr. 5.42 ASML-5829(PIN): vliv propoj. kabelů na přenos – diferenciální ideal. šestibran	86
Obr. 5.43 Mikropásek + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty	87
Obr. 5.44 SIW + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty.....	87
Obr. 5.45 Mikropásek + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty	88
Obr. 5.46 SIW + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty	88
Obr. 5.47 Mikropásek + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail)	89
Obr. 5.48 SIW + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail)	89
Obr. 5.49 Mikropásek + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail)	89
Obr. 5.50 SIW + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty (detail).....	90
Obr. 5.51 SIW + ASML-5829(PIN): porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty	91
Obr. 5.52 SIW + ATF-36163: porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty.....	91
Obr. 5.53 Mikrop. + ASML-5829(PIN): porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty	91
Obr. 5.54 Mikropásek + ATF-36163: porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty	92
Obr. 6.1 Z-parametry proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163 (Re a Im složka)	104
Obr. 6.2 Z-parametry proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163 (modul a fáze)	104
Obr. 6.3 Z-parametry proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829 (modul a fáze)	105
Obr. 6.4 Z-parametry proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829 (modul a fáze)	105
Obr. 6.5 Z-parametry proměnných zátěží se Shottkyho diodou ASML-5829 (modul a fáze).....	105
Obr. 6.6 Z-parametry proměnných zátěží se Shottkyho diodou ASML-5829 (modul a fáze).....	106
Obr. 6.7 ATF-36163: IQ charakteristiky pro ideální šestibran (další frekvence).....	106
Obr. 6.8 IQ diagram pro ideální modulátor s diodami HMSP-4823 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	107
Obr. 6.9 IQ diagram pro ideální modulátor s diodami BAP70-02 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	107
Obr. 6.10 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	107
Obr. 6.11 IQ diagram pro ideální mod. se Shottkyho diodami ASML-5829 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	108
Obr. 6.12 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami ASML-5829 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	108
Obr. 6.13 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-36163 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	108
Obr. 6.14 Mikrop. + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	109
Obr. 6.15 Mikrop. + ATF-36163: porovnání výpoč. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	109
Obr. 6.16 Mikrop. + ASML-5829: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	109
Obr. 6.17 Mikrop. + ASML-5829: porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz.....	110
Obr. 6.18 SIW + ASML-5829: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz.....	110
Obr. 6.19 SIW + ASML-5829: porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz	110

Obr. 6.20 SIW + ASML-5829: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,1$ GHz	111
Obr. 6.21 SIW + ATF-36163: porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz.....	111
Obr. 6.22 SIW + ATF-36163: porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz.....	111
Obr. 6.23 měření SIW šestibranu s různými typy zátěží na VNA.....	112
Obr. 6.24 Přeměření mikropáskového šestibranu (50Ohm verze) na VNA s rozšířením pro měření šesti portů (Agilent E5092A).	112

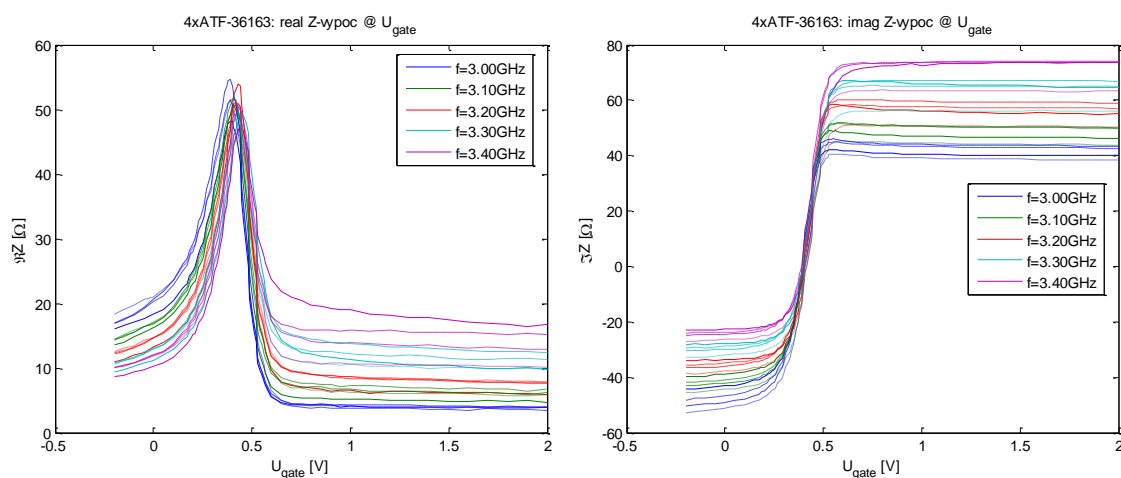
Seznam tabulek

Tab. 2.1 Jednotlivé rozměry SIW šestibranu	14
Tab. 2.2 Parametry pro ideový návrh mikropáskového šestibranu (v1. a v2)	15
Tab. 2.3 Základní parametry návrhu mikropáskového šestibranu.....	19
Tab. 2.4 Základní parametry návrhu mikropáskového šestibranu s integrovanou 50 Ω zátěží	22
Tab. 2.5 S-parametry SIW šestibranu při rozmitání na frekvenci 3.2 GHz.....	28

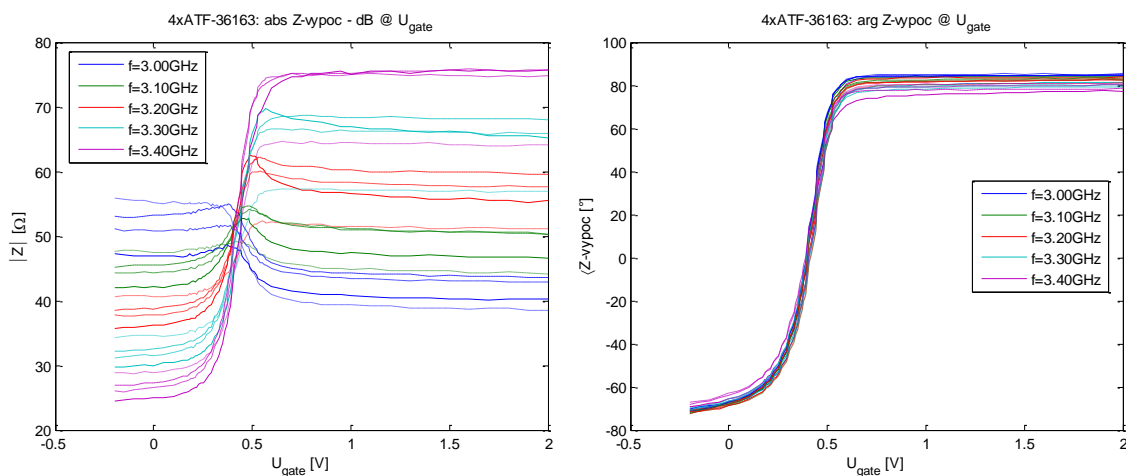
A VYPOČTENÁ A NAMĚŘENÁ DATA

A.1 Impedance zvolených zátěží

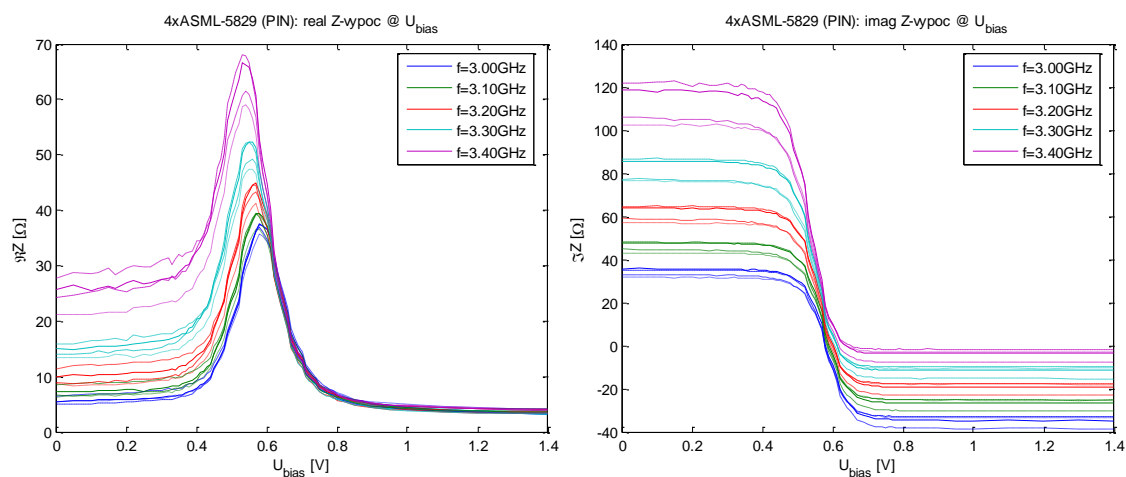
Následující část obsahuje přepočítané impedance ze změřených hodnot pro vybrané typy zátěží. Jak můžeme z charakteristik, ukazující moduly těchto zátěží, vidět, je jejich impedance velmi omezen. K idealizovanému $0,5 \Omega$ a $11 \text{ k}\Omega$, se kterým bylo počítáno v úvodu práce a ověřovány rovnice mají daleko.



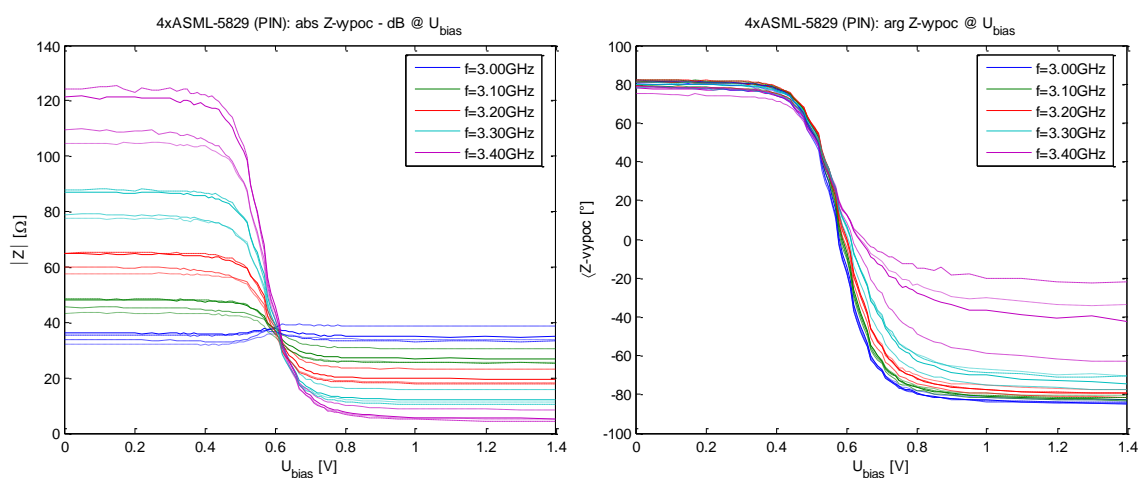
Obr. 6.1 Z-parametry proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163 (Re a Im složka)



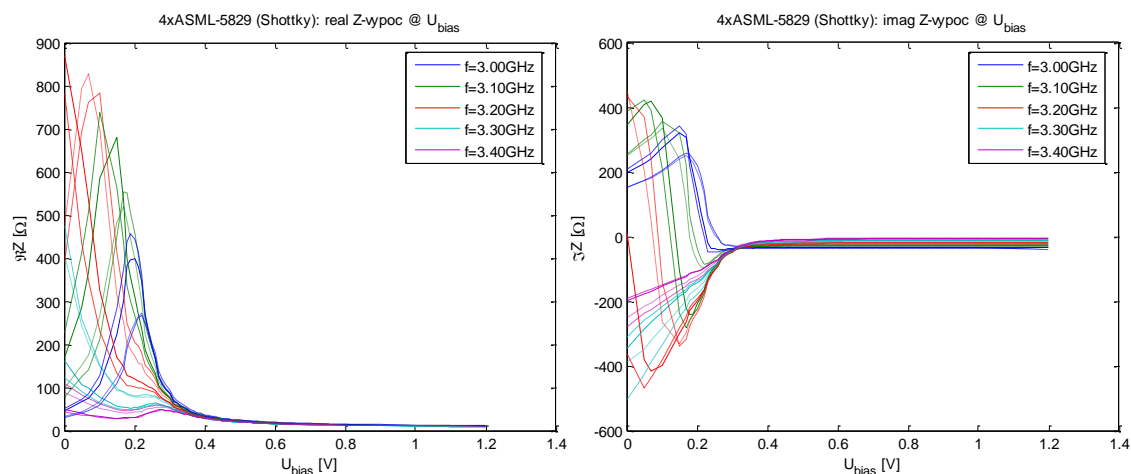
Obr. 6.2 Z-parametry proměnných zátěží s tranzistorem ATF-36163 (modul a fáze)



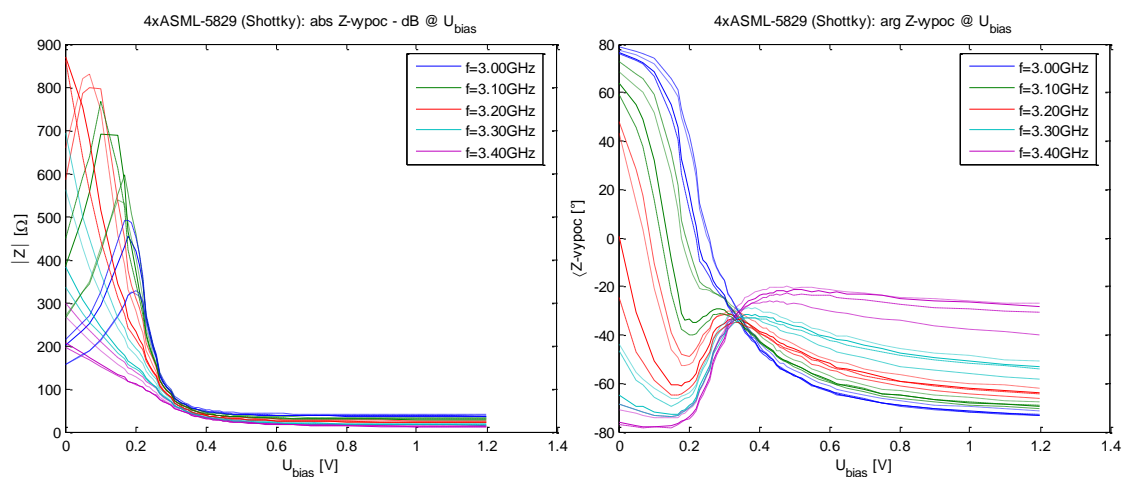
Obr. 6.3 Z-parametry proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829 (modul a fáze)



Obr. 6.4 Z-parametry proměnných zátěží s PIN diodou ASML-5829 (modul a fáze)

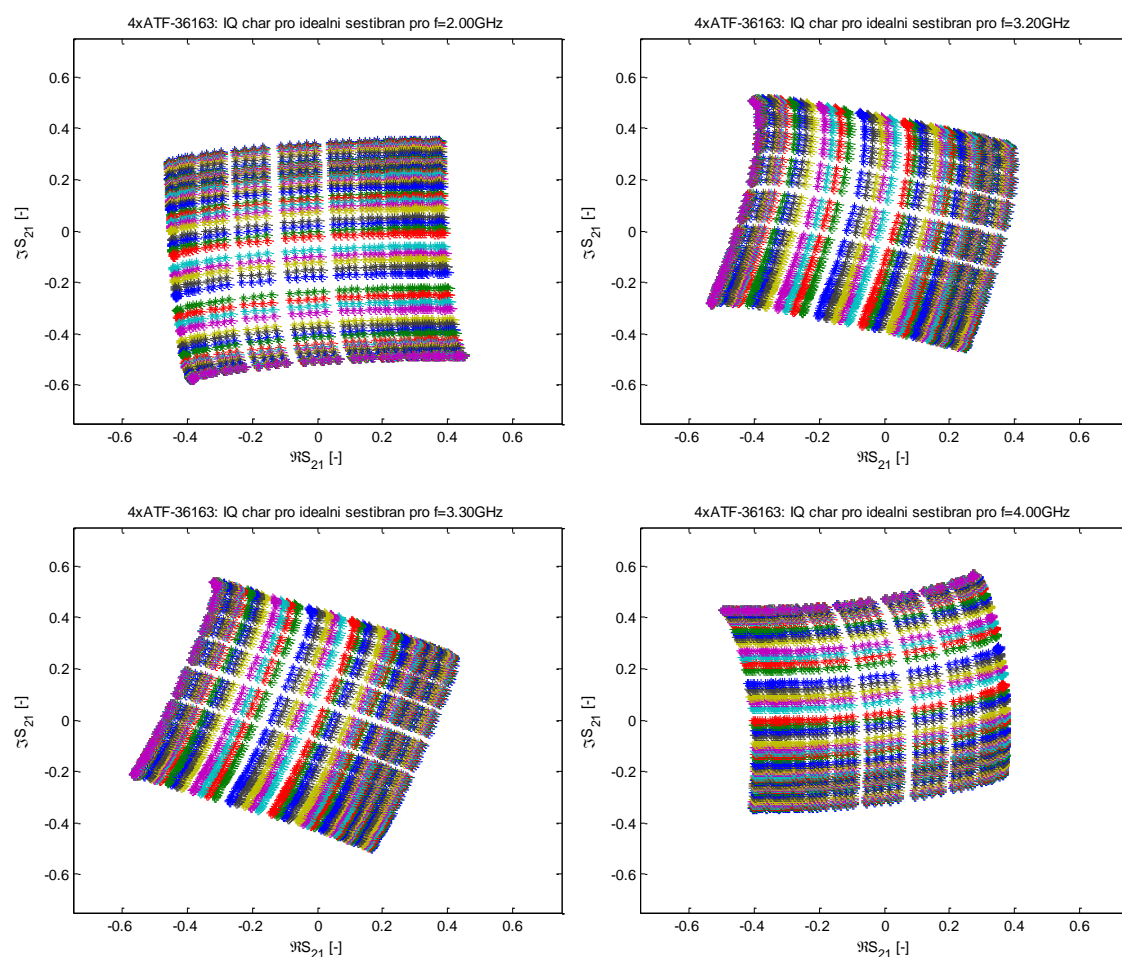


Obr. 6.5 Z-parametry proměnných zátěží se Schottkyho diodou ASML-5829 (modul a fáze)



Obr. 6.6 Z-parametry proměnných zátěží se Shottkyho diodou ASML-5829 (modul a fáze)

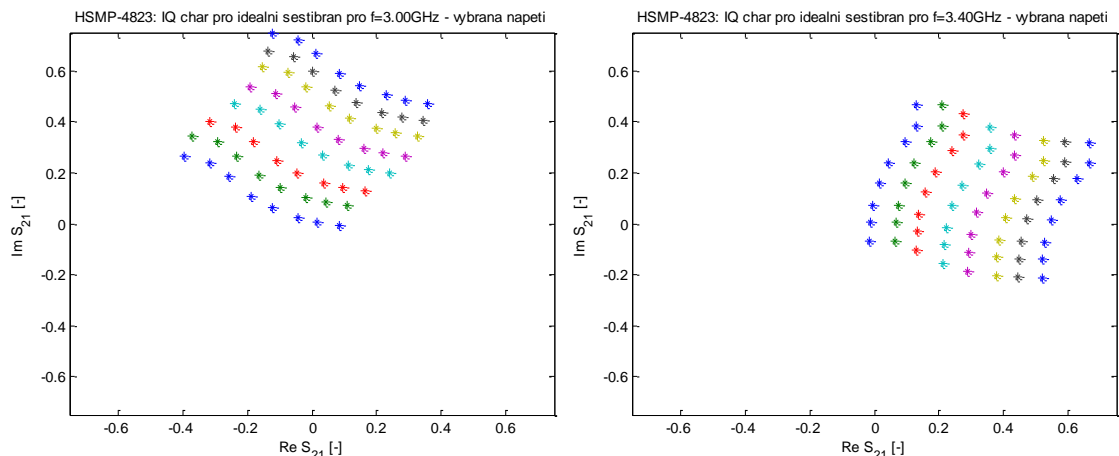
A.2 Další IQ charakteristiky pro ideální šestibran



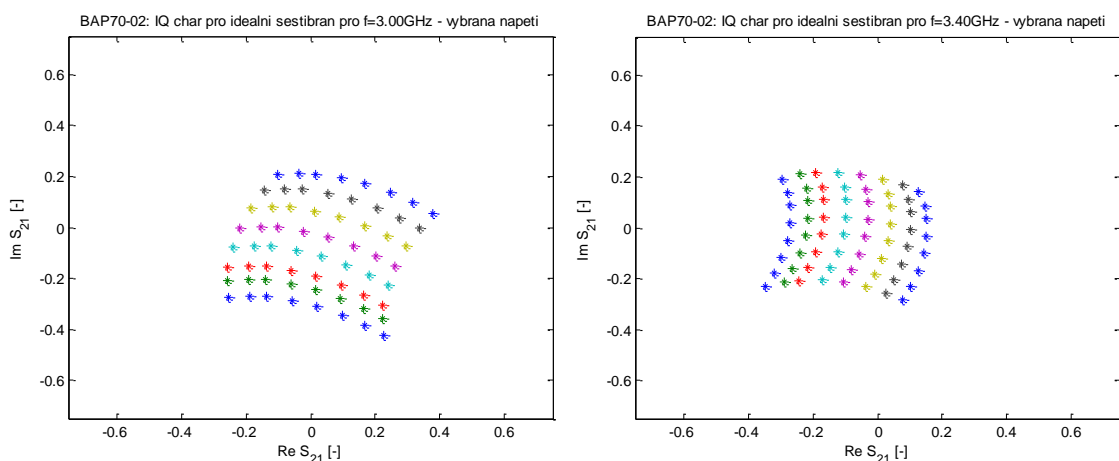
Obr. 6.7 ATF-36163: IQ charakteristiky pro ideální šestibran (další frekvence)

Na Obr. 6.7 jsou zobrazeny IQ charakteristiky tranzistoru ATF-36163 pro všechna naměřená napětí. Jak lze z tvarů vidět (neuvažujeme-li fázový posuv) lze tuto zátěž použít v celém měřeném rozsahu (tj. 2 – 4 GHz).

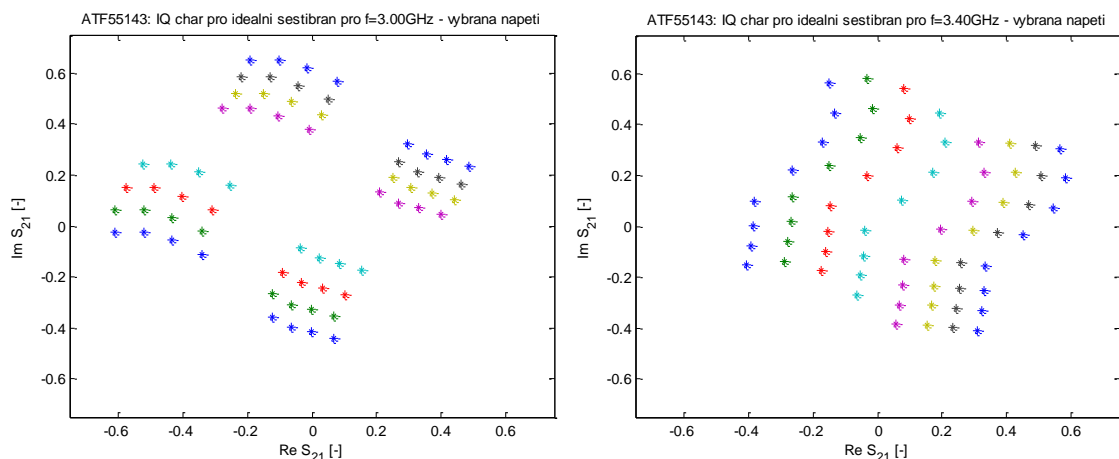
Následující tři obrázky zobrazují nevybrané zátěže pro další frekvence.



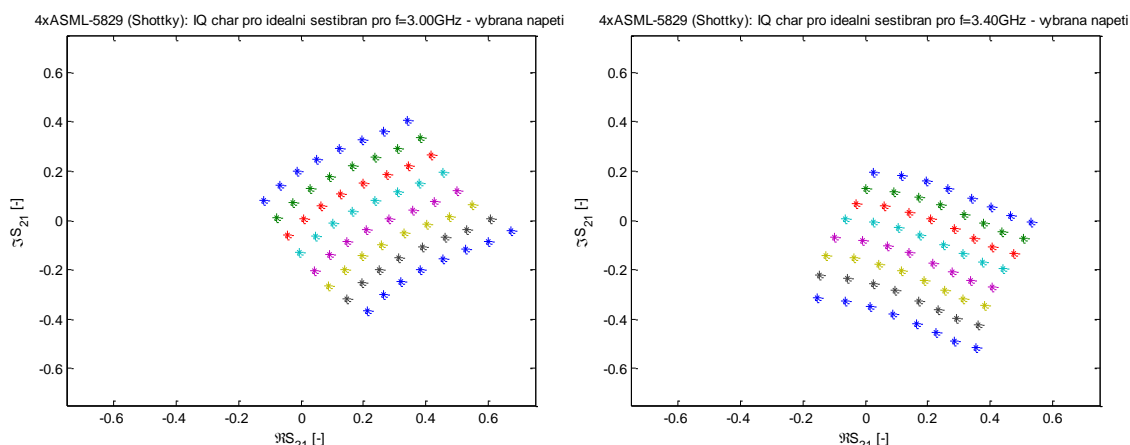
Obr. 6.8 IQ diagram pro ideální modulátor s diodami HSMP-4823 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz



Obr. 6.9 IQ diagram pro ideální modulátor s diodami BAP70-02 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

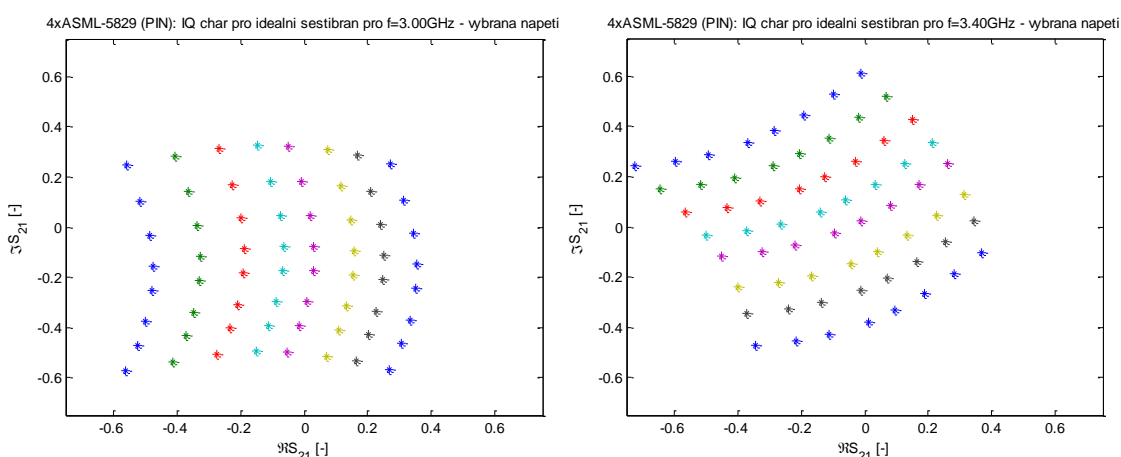


Obr. 6.10 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-55143 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

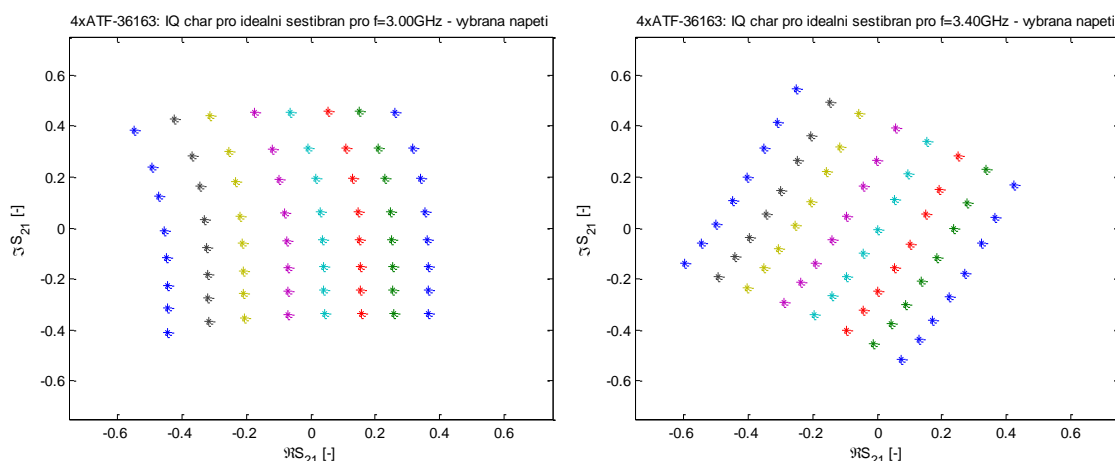


Obr. 6.11 IQ diagram pro ideální mod. se Shottkyho diodami ASML-5829 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

Následující dva obrázky ukazují vybrané dvě zátěže (se kterými byly provedeny měření) pro frekvence 3 GHz a 3,4 GHz, tj. pro odladění od uvažovaného střeniho kmitočtu o ± 200 MHz. Pro ideální šestíbran by byl mikrovlnný tranzistor použitelný v obou pásmech oproti PIN diodě, kde by modulace 64QAM byla obtížně detekovatelná a to zejména pro nižší frekvenci.

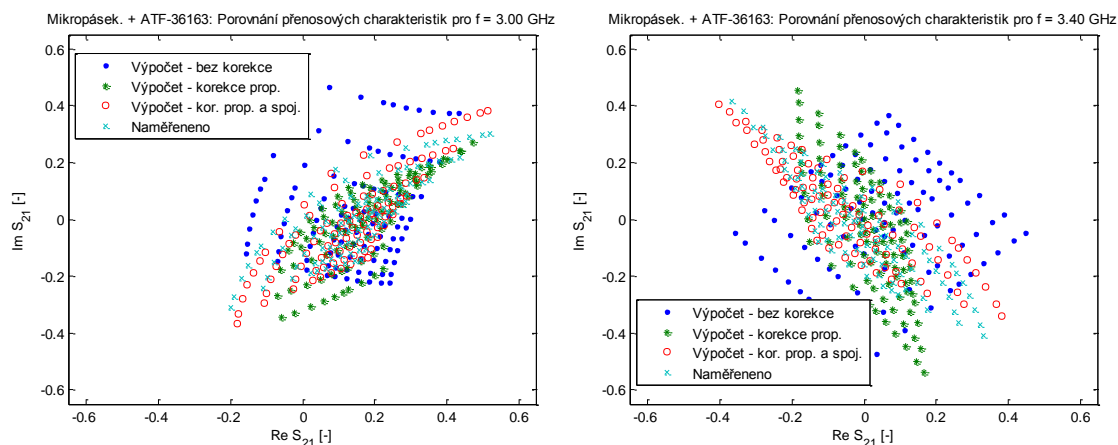


Obr. 6.12 IQ diagram pro ideální modulátor s PIN diodami ASML-5829 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

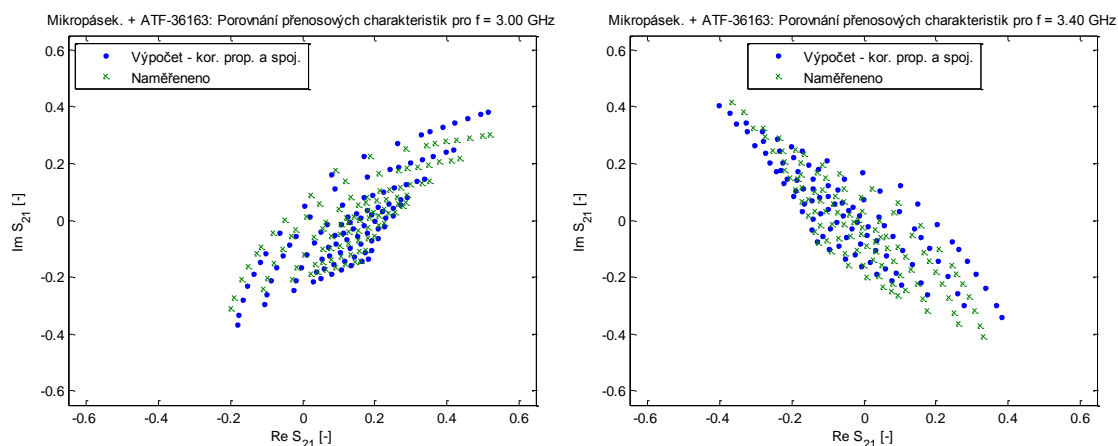


Obr. 6.13 IQ diagram pro ideální modulátor s tranzistorem ATF-36163 pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

A.3 Další naměřené a vypočtené IQ charakteristiky

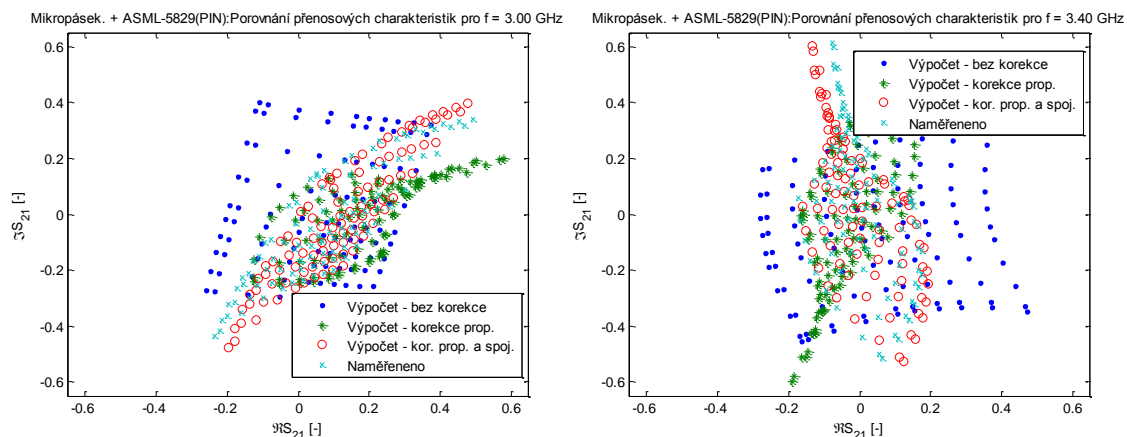


Obr. 6.14 Mikrop. + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

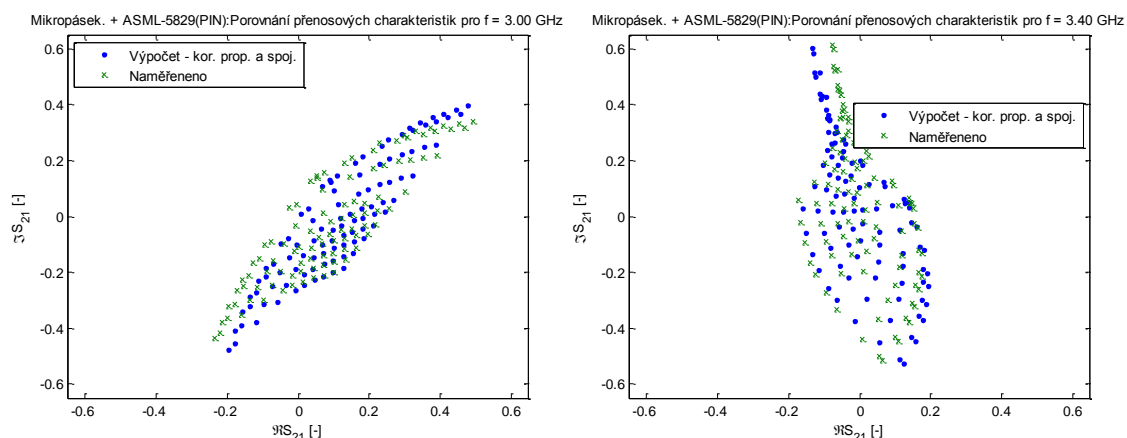


Obr. 6.15 Mikrop. + ATF-36163: porovnání výpoč. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

Kombinace tranzistoru nebo PIN diody s mikropáskového vedení na předchozích a následujících dvou obrázcích nevykazuje pro zobrazené dvě frekvence výraznější odchylky než v případě frekvencí zvolených v hlavním textu ($3,2$ GHz a $3,3$ GHz).

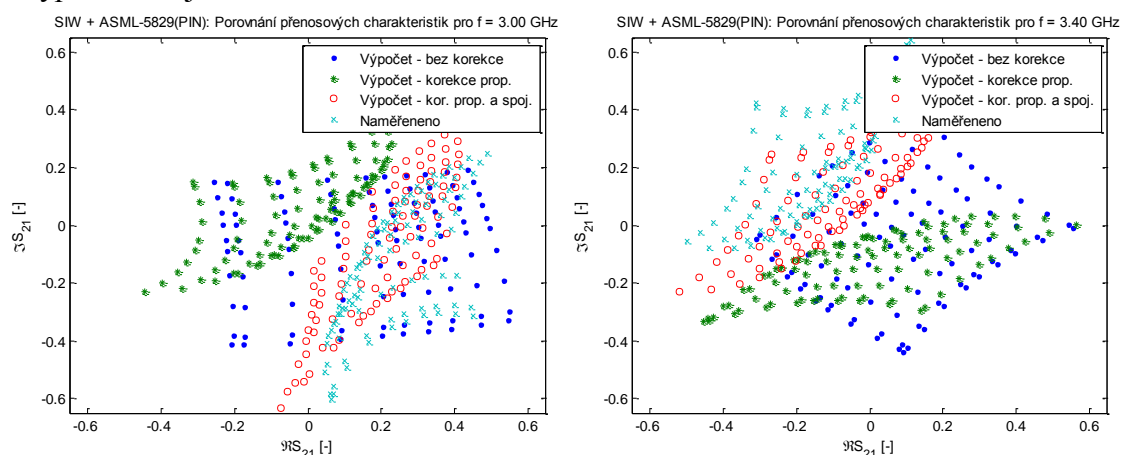


Obr. 6.16 Mikrop. + ASML-5829: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

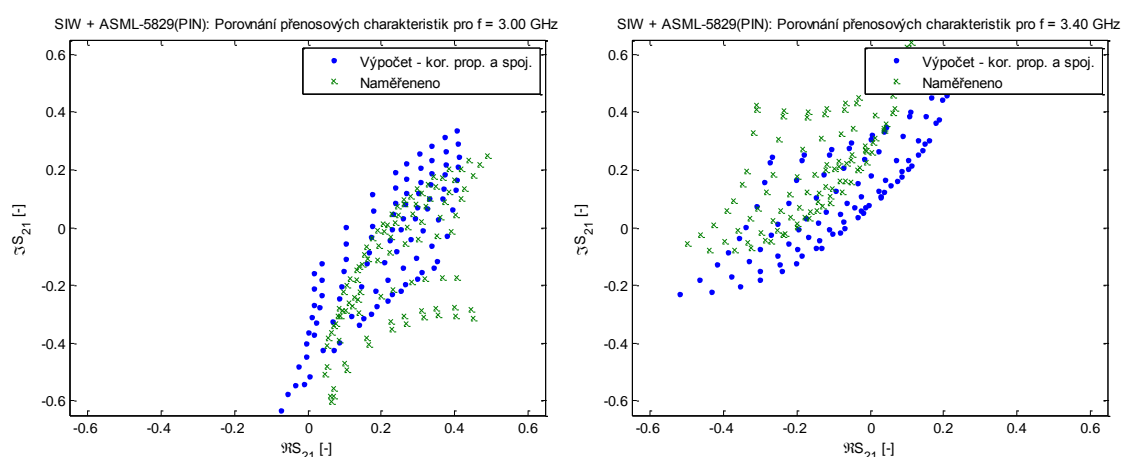


Obr. 6.17 Mikrop. + ASML-5829(PIN): porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

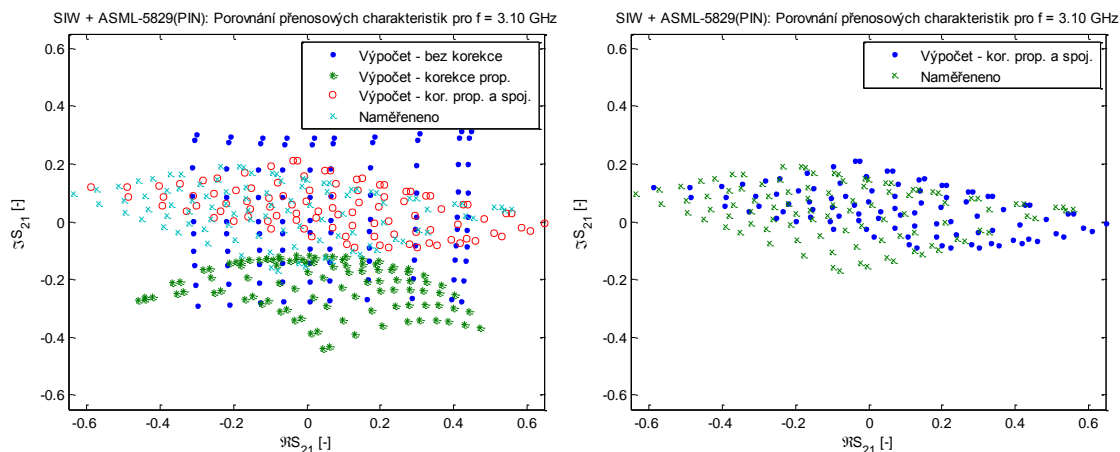
Následující tři obrázky zobrazují IQ diagramy měření a výpočtů pro SIW šestibran a zátěže tvořeny PIN diodami. Tato kombinace je z hlediska odchylky měření s výpočtem nejhorší.



Obr. 6.18 SIW + ASML-5829: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

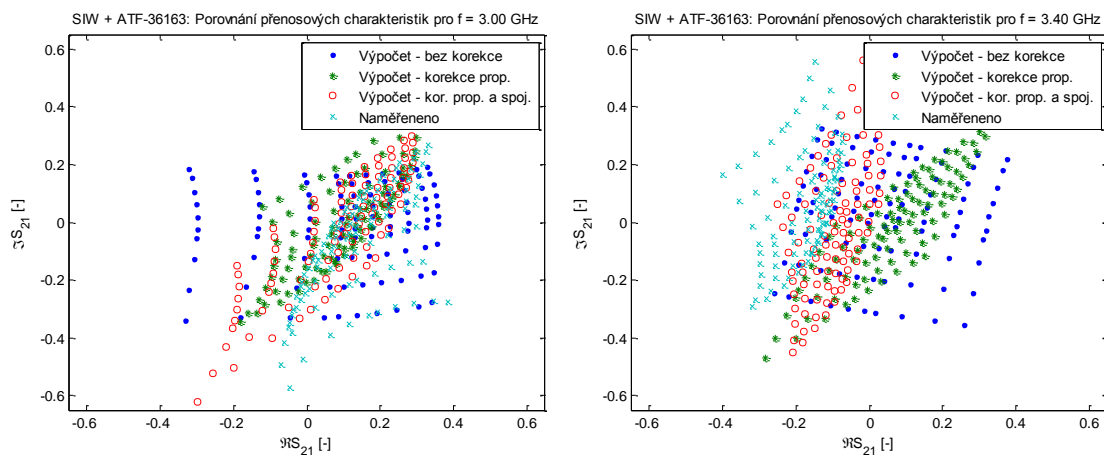


Obr. 6.19 SIW + ASML-5829: porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

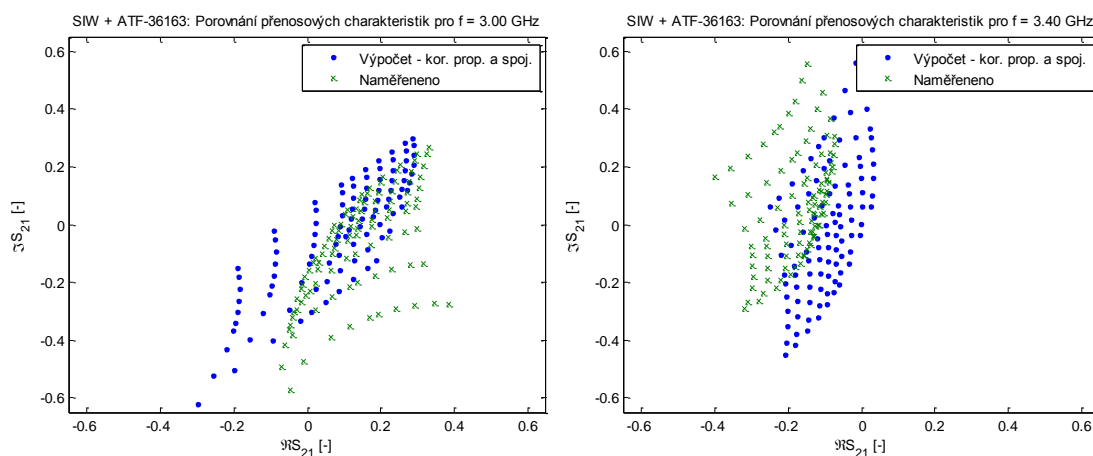


Obr. 6.20 SIW + ASML-5829: porovnání výpočtu s naměřenými daty pro $f = 3,1$ GHz

Poslední dva obrázky zobrazují SIW šestibran a mikrovlnný tranzistor na totožných frekvencích. I zde je výsledné měření od výpočtu rozdílné a to i v případě porovnávání pouze výsledného tvaru pro $f = 3$ GHz.



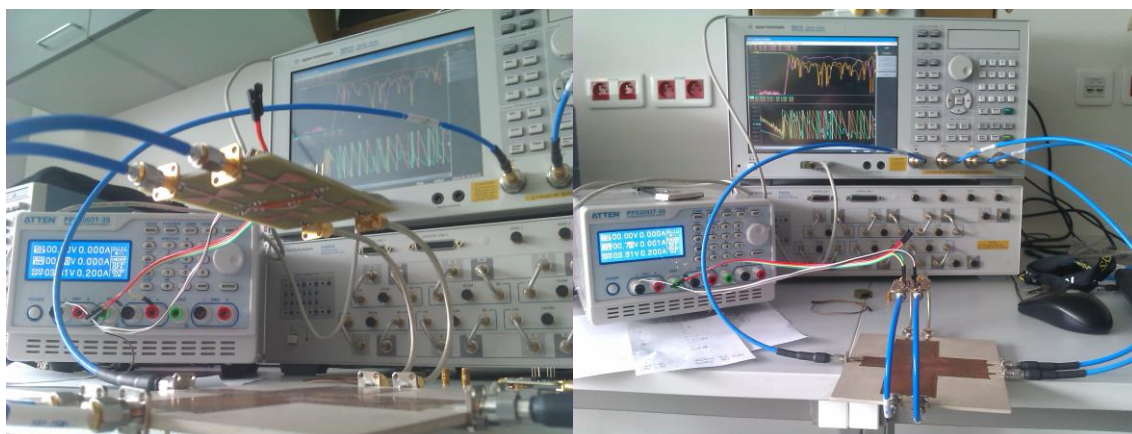
Obr. 6.21 SIW + ATF-36163: porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz



Obr. 6.22 SIW + ATF-36163: porovnání vyp. s naměř. daty, detail pro $f = 3,0$ a $3,4$ GHz

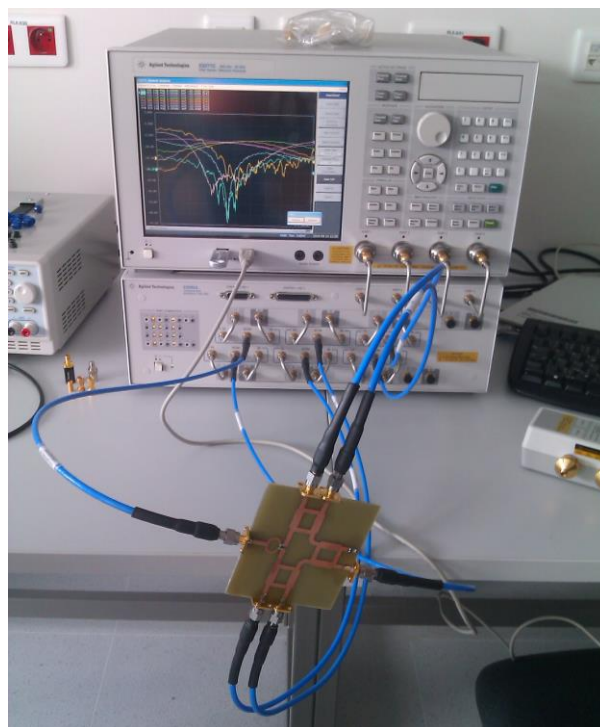
B OBRAZOVÁ PŘÍLOHA

Na následujících dvou fotografiích (Obr. 6.23), které vznikly během měření je zobrazeno měření SIW šestibranu s připojenými PIN diodami ASML-5829 (vlevo) a s tranzistorem ATF-36163 (vpravo) jako zátěžemi. Zátěže byly napájeny laboratorním zdrojem ATTEN PPS3203T-3S (použity dva kanály s rozsahem 0-32V).



Obr. 6.23 měření SIW šestibranu s různými typy zátěží na VNA

Na dalším obrázku je zobrazen průběh jednoho z měření. Tímto měřením byly přeměřeny charakteristiky mikropáskových šestibranů a porovnány s předchozími výsledky, kde měření probíhalo bez expandéru portů. Napravo lze vidět (část) kalibrační čtyřportové sady, pro automatickou kalibraci VNA.



Obr. 6.24 Přeměření mikropáskového šestibranu (50Ohm verze) na VNA s rozšířením pro měření šesti portů (Agilent E5092A).

C CURRICULUM VITAE

Name: Martin DUŠEK
Born: October 2nd 1985 in Pardubice
Contact: xdusek14@stud.feec.vutbr.cz
marttass@centrum.cz

Education

2005 – 2008 Technical University of Brno / Department of Radio Electronics
Bachelor study of Radio Electronics
State exam passed in June 2008
Bachelor thesis: *Design and making of low-frequency power amplifier in class AB*

2008 – 2010 Technical University of Brno / Department of Radio Electronics
Master study of Radio Electronics
State exam passed in June 2010
Diploma thesis: *Doppler's sensor beat frequency processing*

2010 – 2017 Technical University of Brno / Department of Radio Electronics
Ph.D. study of Electronics (2010 – 2014 present form, 2014 – 2017 distance form)
Ph.D. Thesis: *Microwave modulators based on sixports*

Courses

6/2012 Training School on Energy-aware RF Circuits and Systems Design
University of Bologna Pontecchio Marconi, Bologna (Italy)

7/2012 ITSS The 22nd International Travelling Summer School on Microwaves and Lightwaves
Brno University of Technology and Czech Academy of Science, Třešť (Czech Rep.)

Additional

Languages Czech – mother tongue
English – intermediate (B1)
German – elementary (A2)

Skills Analog design, programming (C#, C++, VB, Python, Verilog, VerilogA), embedded systems programming (AVR, ARM7TDMI), Labview, Matlab, Altium and Eagle PCB design.